



①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 199 51 762 A 1**

⑤① Int. Cl.⁷:
H 02 K 21/14
H 02 K 1/00
H 02 K 3/00

②① Aktenzeichen: 199 51 762.2
②② Anmeldetag: 27. 10. 1999
④③ Offenlegungstag: 31. 5. 2000

DE 199 51 762 A 1

③① Unionspriorität:
P 10-307667 28. 10. 1998 JP

⑦① Anmelder:
Okuma Corp., Nagoya, Aichi, JP

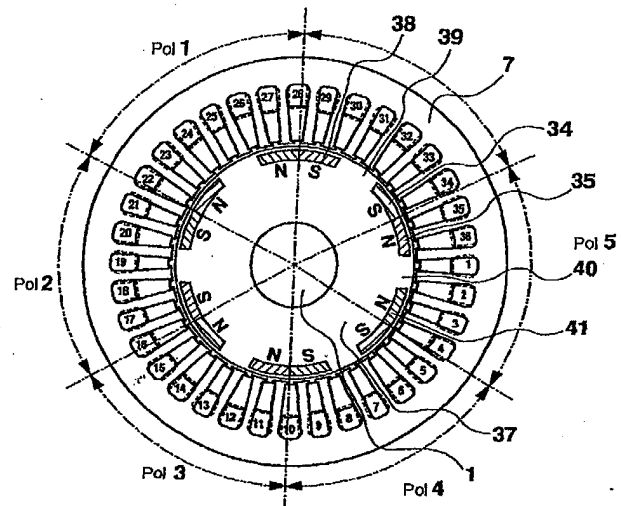
⑦④ Vertreter:
TER MEER STEINMEISTER & Partner GbR
Patentanwälte, 81679 München

⑦② Erfinder:
Nashiki, Masayuki, Aichi, JP

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

⑤④ Synchronmotor mit einem am Magnetpolende bereitgestellten Permanentmagneten

⑤① Ein Synchronmotor mit Permanentmagneten (35, 41), deren Nordpole an den Enden der magnetischen Nordpole eines Rotors angeordnet sind, mit Permanentmagneten (38, 34), deren Südpole an den Enden eines magnetischen Südpols des Rotors angeordnet sind, mit aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitten (40) im Mittelabschnitt der magnetischen Nordpole des Rotors und mit aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitten (39) im Mittelabschnitt der magnetischen Südpole des Rotors. Der Synchronmotor besitzt eine Konstruktion, bei der die jeweiligen magnetischen Nord- und Südpole in Drehrichtung des Rotors um NN/NR eines Statorschlitzabstands verschoben sind, wobei NN und NR ganze Zahlen sind, die genauso groß wie oder kleiner als die Anzahl der in dem Rotor ausgebildeten Pole sind.



DE 199 51 762 A 1

Beschreibung

Hintergrund der Erfindung

1. Gebiet der Erfindung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf einen Synchronmotor, der einen Permanentmagneten verwendet.

2. Beschreibung des verwandten Gebiets

Ein Typ eines herkömmlichen Synchronmotors ist ein Permanentmagnet-Synchronmotor, wie er etwa in Fig. 1 gezeigt ist. Ein solcher Motor besitzt einen Permanentmagneten PM1 mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol sowie einen Permanentmagneten PM2 mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol. Der gezeigte Motor besitzt eine Rotorwelle 1, ein Rotorjoch 2 sowie einen (nicht gezeigten) Stator einer Art, wie er üblicherweise in einem Dreiphasen-Induktionsmotor oder dergleichen verwendet wird.

Ein bekanntes Beispiel des obigen herkömmlichen Motors ist ein Permanentmagnetmotor mit einer eingebetteten Magnetkonstruktion, wie er etwa im Bericht D durch das Institute of Electrical Engineers of Japan, Bd. 114, Ausgabe 6, 1994, S. 668 bis 673, "Wide Range Variable Speed Control for a PM Motor with Embedded Magnetic Structure" usw. offenbart ist.

Fig. 2 zeigt ein Beispiel eines Dreiphasen-Sechspol-Synchron-Reluktanzmotors, der mit einem dünnen Magnetflußweg 14, der die Magnetpole magnetisch verbindet, und mit einem zwischen den Magnetflußwegen 14 ausgebildeten Schlitz 10 versehen ist, der entweder ein Leerraum ist oder aus einem unmagnetischen Teil hergestellt ist. Außerdem besitzt der Motor eine Rotorwelle 1, ein Rotorjoch 13 und eine Verbindung 15 in radialer Richtung. Unter magnetischem Gesichtspunkt ist die Verbindung 15 nicht nur unnötig, sondern ihre Anwesenheit kann im Hinblick auf den elektromagnetischen Betrieb des Motors wegen des hindurchfließen Streufusses schädlich sein. Dennoch ist die Verbindung 15 erforderlich, um das Rotorjoch 13 und jeden Magnetflußweg 14 zur konstruktiven Verstärkung mechanisch zu verbinden. Ähnlich verstärkt die Verbindung 16 am Außenumfang des Rotors den Rotor als Ganzes. Der Rotor besitzt eine Konstruktion, bei der flach gewalzte Magnetstahlblechtafeln und -streifen jeweils mit der in Fig. 2 gezeigten Form in Richtung der Rotorwelle geschichtet sind. Dort, wo eine Dreiphasen-Sechspol-Wechselstrom-Wicklung hindurchgeht, besitzt der Stator 12 Schlitze.

Mit Bezug auf Fig. 3, die einen mit den dünnen Magnetflußwegen NMP und mit den Schlitzen SG versehenen Modell-Zweipol-Synchron-Reluktanzmotor zeigt, wird nun der Betrieb des Synchronreluktanzmotors aus Fig. 2 beschrieben. Ein Magnetflußweg NMP ist ein Weg, wo der Magnetfluß von einem Magnetpol zum anderen übergeht. Ein Schlitz SG ist ein zwischen benachbarten dünnen Magnetflußwegen NMP ausgebildeter Leerraum.

Der Rotor aus Fig. 3 besitzt eine Konstruktion, bei der in vertikaler Richtung (in Richtung der d-Achse) des Rotors ein kleinerer magnetischer Widerstand verursacht wird, während in horizontaler Richtung (in Richtung der q-Achse) ein größerer magnetischer Widerstand verursacht wird. Ein Stator 7 ist in der Zeichnung ebenfalls gezeigt.

Beim Erregen des Rotors durch den Magnetisierungsstrom id wird, wie in der Figur gezeigt ist, ein Nordpol und ein Südpol ausgebildet, wobei somit ein Magnetfluß MFd erzeugt wird. Wenn hierauf ein Drehmomentstrom iq in Richtung des Magnetflusses MFd zugeführt wird, wird die

Kraft F1 hervorgerufen. Da der Drehmomentstrom iq einen zusätzlichen Magnetfluß MFq hervorruft, wird somit eine Kraft F2 verursacht, die proportional zu einem Produkt des Magnetisierungsstroms id und des Magnetflusses MFq ist. Im Ergebnis erzeugt der Motor ein zu der Kraft (F1-F2) proportionales Drehmoment.

Wie in Fig. 4 gezeigt ist, kann der obige Betrieb nach Fig. 3 bei Vernachlässigung von Verlusten wie etwa dem Wicklungswiderstand, der Streuinduktivität, dem Kernverlust usw. des Motors unter Verwendung von Vektoren ausgedrückt werden. Dem Motor wird der Strom i0 oder ein Summenstrom des Magnetisierungsstroms id und des Drehmomentstroms iq zugeführt. Wenn sich der Motor mit einer d-Achsen-Induktivität Ld und mit der q-Achsen-Induktivität Lq mit einer Winkelgeschwindigkeit ω dreht, wird in Flußrichtung des Magnetisierungsstroms id eine Spannung $V_d = -L_q \cdot di_q/dt = -\omega \cdot L_q \cdot i_q$ verursacht, während in Flußrichtung des Drehmomentstroms iq eine Spannung $V_q = L_q \cdot did/dt = \omega \cdot L_d \cdot id$ verursacht wird. Die Spannung V0 ist eine Summenspannung der Spannungen Vd und Vq. Die Ausgangsleistung P des Motors wird als $P = \omega \cdot L_d \cdot id \cdot i_q - \omega \cdot L_q \cdot i_q \cdot id = \omega \cdot (L_d - L_q) \cdot id \cdot i_q = v_0 \cdot i_0 \cdot \cos(\theta_{PR})$ ausgedrückt, wobei θ_{PR} eine Phasendifferenz zwischen der Spannung V0 und dem Strom i0 und COS(θ_{PR}) ein Leistungsfaktor ist.

Fig. 5 ist eine Längsschnittansicht eines Hybrid-Dreiphasen-Sechspol-Synchronmotors, der ein Motorpaar, das Permanentmagnete verwendet, sowie ein Feldwicklungspaar enthält. Fig. 6A ist ein Querschnitt des Rotors aus Fig. 5 längs der Linie II; Fig. 6B ist ein Querschnitt des gleichen Rotors längs der Linie GH. Durch die jeweiligen Statoren ST1, ST2 (25, 26) der zwei jeweiligen Motoren ist eine Dreiphasen-Wechselstrom-Wicklung 28 geleitet, wobei sie in der gleichen Weise darum gewickelt ist, wie eine Dreiphasen-Wechselstrom-Wicklung eines typischen Dreiphasen-Induktionsmotors. Um den Stator ist in Drehrichtung des Rotors eine Feldwicklung 29 gewickelt, wobei diese den Magnetfluß erregt, der, wie mit den Pfeilen 30 bezeichnet ist, ein Magnetfeld durch die Statoren und Rotoren leitet. Außerdem ist in der Zeichnung eine Rotorwelle 1 gezeigt. Ein Permanentmagnet 22 bildet an der linken Seite einen Nordpol des Rotors RT1 aus. Für jeden elektrischen Winkel von 360° sind in Drehrichtung des Rotors drei Permanentmagneten 22 bereitgestellt. Der Rotor RT1 besitzt einen Magnetflußweg 23. Ein Permanentmagnet 32 bildet an der rechten Seite einen Südpol des Rotors RT2 aus. Für jeden elektrischen Winkel von 360° in Drehrichtung des Rotors sind drei Permanentmagneten 32 bereitgestellt, deren Stellungen sich gegenüber denen jedes Permanentmagneten 22 um einen elektrischen Winkel von 180° in Drehrichtung des Rotors unterscheiden. Die Rückjoch 24 und 27 an der Rotor- bzw. Statorseite induzieren einen Magnetfluß in Richtung der Rotorwelle.

Der Magnetfluß in den aus weichmagnetischem Material hergestellten Magnetpolen 31, 21 schwankt wegen des in der Feldwicklung 29 fließenden Stroms. Genauer wird der Magnetfluß, wenn der Magnetisierungsstrom IFS für die Feldwicklung 29 null ist (IFS = 0), nicht an den Magnetpolen 31, 21, sondern statt dessen zwischen den Permanentmagneten 22 und 32 ausgebildet. Wenn der Magnetisierungsstrom IFS unter der Voraussetzung eines in Richtung des Pfeils 30 hervorgerufenen Magnetflusses negativ ist, wird der Magnetpol 31 zu einem Nordpol gemacht, während der Magnetpol 21 zu einem Südpol gemacht wird. Die Größe des Magnetflusses ist proportional zu der des Feldmagnetisierungsstroms IFS. Wenn der Magnetisierungsstrom IFS positiv ist, wird ein zur Richtung des Pfeils 30 entgegengesetzter Magnetfeldfluß hervorgerufen. Im Ergebnis wird der

Magnetpol 31 zu einem Südpol gemacht, während der Magnetpol 21 zu einem Nordpol gemacht wird. Die Größe des Magnetflusses ist proportional zu der des Feldmagnetisierungsstroms I_F . Wenn der Magnetisierungsstrom I_F positiv ist, werden die jeweiligen Magnetpole des Rotors RT1 und des Rotors RT2 in Drehrichtung des Rotors abwechselnd zu Nord- und Südpolen gemacht, wobei der Motor demzufolge wie ein in Fig. 1 gezeigter Permanentmagnet-Synchronmotor arbeitet. Wenn der Magnetisierungsstrom I_F dagegen negativ ist, dienen sämtliche Magnetpole des Rotors RT1 als Nordpol, so daß eine Differenz des Magnetflusses zwischen den Magnetpolen 22 und 31 folglich als eine Funktion des Motors dient, die eine ähnliche Wirkung wie die Flußabschwächung erzeugt. Unterdessen dienen die jeweiligen Magnetpole des Rotors RT2 sämtlich als Südpol, so daß eine Differenz des Magnetflusses zwischen den Magnetpolen 32 und 21 folglich als eine Funktion des Motors dient, die eine ähnliche Wirkung wie die Flußabschwächung erzielt. Wie oben beschrieben wurde, kann der wirksame Magnetfluß eines Magnetfelds durch Steuern des Magnetisierungsstroms I_F in der Weise, daß er in einem Bereich zwischen einem positiven und einem negativen Wert geändert wird, verstärkt oder abgeschwächt werden. Dies ermöglicht eine Steuerung der Drehzahl des Synchronmotors in einem weiteren Bereich.

Da das Magnetfeld wegen der Permanentmagneteigenschaft im wesentlichen festgelegt ist, was die Anwendung einer Flußabschwächungssteuerung ausschließt, besitzen Permanentmagnet-Synchronmotoren wie etwa der in Fig. 1 gezeigte Permanentmagnet-Synchronmotor, obgleich sie wegen der Leichtigkeit ihrer Drehmomentsteuerung weithin Verwendung finden, ein Problem dahingehend, daß bei der Drehung mit der Grunddrehzahl oder mit einer höheren Drehzahl eine Dauerleistungssteuerung über eine Flußabschwächungssteuerung nicht möglich ist.

Obgleich ein Permanentmagnetmotor mit einem eingebetteten Magneten zu einer Flußschwächungssteuerung durch gegensinniges Erregen eines Magnetfeldflusses fähig ist, besteht dadurch, daß der Motor für die Flußschwächungssteuerung immer einen großen Strom benötigt, ein Problem dahingehend, daß beim Ansteuern einer leichten Last bei einer schnellen Rotation der Wirkungsgrad beeinträchtigt wird. Ein weiteres Problem des Motors besteht darin, daß er eine Sicherheitsvorrichtung zum Abtrennen eines Motors sowie eine Steuerschaltung zur Sicherheit in dem Moment eines Notfalls wie etwa bei einem während einer schnellen Rotation auftretenden Stromausfall benötigt, da die Flußschwächungssteuerung nicht angewendet werden kann und der Motor somit eine hohe Spannung erzeugt.

Ein weiteres Problem eines Synchronreluktanzmotors, wie er in den Fig. 2 und 3 gezeigt ist, besteht darin, daß wegen der Erzeugung eines Magnetflusses MF_q durch den Drehmomentstrom i_q eine zum Produkt des Magnetisierungsstroms i_d und des Magnetisierungsflusses MF_q proportionale Kraft F_2 in einer zu dem Ausgangsdrehmoment entgegengesetzten Richtung hervorgerufen wird, was somit die Motorleistung beeinträchtigt. Die Beeinträchtigung führt zu einem niedrigeren Wirkungsgrad des Motors sowie zu einem niedrigeren Leistungsfaktor.

Ein Hybriderregungs-Synchronmotor, wie er in Fig. 5 gezeigt ist, ist zu einer im wesentlichen idealen Feldsteuerung bei einem kleinen Drehmomentstrom fähig. In Wirklichkeit steigt jedoch beim Anlegen eines Drehmomentstroms die Rückwirkung eines Ankers, wobei eine Magnetflußverteilung in den Magnetpolen 31 und 21 in Drehrichtung im Vergleich zum Fall eines verschwindenden Drehmomentstroms somit zerstreut wird. Insbesondere dann, wenn sich der Motor mit einer hohen Geschwindigkeit wie etwa mit der

Grunddrehzahl oder mit einer höheren Drehzahl dreht, kann ein unzuverlässiger Abfall der Drehmomenterzeugung und/oder ein unzuverlässiger Anstieg der Klemmspannung des Synchronmotors hervorgerufen werden.

Zusammenfassung der Erfindung

Gemäß einem Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Synchronmotor mit einem an einem oder an mehreren Enden in Drehrichtung eines magnetischen Nordpols eines Rotors angeordneten Permanentmagneten PMN mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol; einem an einem oder an mehreren Enden in Drehrichtung eines magnetischen Südpols des Rotors angeordneten Permanentmagneten PMS mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol; einem in einem Mittelabschnitt in Drehrichtung des magnetischen Nordpols des Rotors angeordneten aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt PN; und einem in einem Mittelabschnitt in Drehrichtung des Südpol-Magnetpols des Rotors angeordneten aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt PS, geschaffen.

Der obige Synchronmotor kann ferner einen Stator mit mehreren Zähnen; und mit mehreren Wicklungen, die um die jeweiligen mehreren Zähne gewickelt sind, umfassen, wobei diesen Sinusschwingungsströme mit jeweiligen Phasen zugeführt werden, wobei um einen oder um mehrere Zähne zwei oder mehr Windungen gelegt sind, wobei die den mehreren Wicklungen zugeführten Sinusschwingungsströme mit den jeweiligen Phasen einen Stromvektor hervorrufen, wobei eine Phase des Stromvektors an eine Stellung eines zugeordneten Schlitzes in Drehrichtung des Rotors angepaßt ist, wobei die Anzahl der Windungen um den einen oder um die mehreren Zähne in der Weise entschieden wird, daß eine Amplitude eines Produkts der Anzahl der Windungen und des den Windungen zugeführten Sinusschwingungsstroms in bezug auf sämtliche der mehreren Zähne gleich ist.

Der Synchronmotor der vorliegenden Erfindung kann außerdem so beschaffen sein, daß er einen Stator mit mehreren Zähnen umfaßt, um die Windungen in einer für jede Phase unterschiedlichen Anzahl gewickelt sind, wobei ein Intervall zwischen benachbarten Zähnen des Stators im wesentlichen proportional zu einem Strommaximalwert bestimmt ist, der eine Größe eines durch die Sinusschwingungsströme mit den jeweiligen Phasen beim Zuführen zu den Wicklungen hervorgerufen Stromvektors ist.

Der obige Synchronmotor kann außerdem so beschaffen sein, daß er einen Stator mit mehreren Zähnen umfaßt, wobei der Rotor Magnetpole enthält, deren zwei jeweils benachbarte Enden um unterschiedliche Verschiebungswinkel in Drehrichtung verschoben sind.

Das heißt, der Rotor besitzt mehrere Magnetpole, wobei die Magnetpole gegenüber den jeweiligen äquidistanten Stellungen in Drehrichtung des Rotors um NN/NR eines Statorschlitzabstands in Drehrichtung des Rotors verschoben angeordnet sind, wobei NN eine für jeden Magnetpol bestimmte ganze Zahl und NR eine für den Rotor eindeutige ganze Zahl ist, die die Art der Verschiebung des Magnetpols des Rotors in Drehrichtung des Rotors angibt.

In einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung ist der Rotor des obigen Synchronmotors für jeden elektrischen Winkel gedanklich in Funktionsblöcke unterteilt, wobei der Synchronmotor ferner einen Stator mit mehreren Zähnen umfaßt, so daß die Wicklungen um deren Umfang gewickelt sind, wobei wenigstens einer der mehreren Zähne in einem vorgegebenen Verhältnis unterteilt ist, wobei die Teilstücke der Zähne an beiden Enden in Drehrichtung der Funktions-

blöcke in einem Intervall eines Mehrfachen des elektrischen Winkels des Rotors angeordnet sind.

Das heißt, in einem Mehrphasen-Synchronmotor mit mehreren längs des Umfangs des Stators ausgebildeten Schlitzen für Wicklungen ist der Stator unter der Voraussetzung daß in dem Stator eine Anzahl von NPP Magnetpolen ausgebildet sind, in Drehrichtung des Rotors funktional in NPP1 Magnetpole unterteilt, wobei die unterteilten Statorfunktionsblöcke gegenüber den jeweiligen äquidistanten Stellungen in Drehrichtung des Rotors um $NPP2/NPP1$ eines Statorschlitzabstands in Drehrichtung des Rotors verschoben sind, wobei NPP1 eine Zahl ist, die gleich oder kleiner als NPP ist, während NPP2 eine ganze Zahl ist.

Der obige Synchronmotor kann ferner einen magnetisch isolierenden Abschnitt in Form eines Schlitzes oder dergleichen umfassen, der aus einer Leerraumschicht oder aus einem in der Umgebung des aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitts bereitgestellten magnetisch isolierenden Teil hergestellt ist.

Durch die Aufnahme dieses Teils wird die Existenz eines Magnetflusses in einer Richtung senkrecht zu einem Magnetfluß des Magnetpols nahezu unmöglich gemacht.

Der obige Synchronmotor kann ferner einen magnetisch isolierenden Abschnitt in Form eines Schlitzes oder dergleichen, der aus einer Leerraumschicht oder aus einem zwischen den aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitten bereitgestellten magnetisch isolierenden Teil hergestellt ist, eine Verbindung, die in der Weise hergestellt ist, daß sie den magnetisch isolierenden Abschnitt durchquert, und einen Permanentmagneten, der in einer Umgebung der Verbindung angeordnet ist, wobei der Permanentmagnet einen Magnetfluß an die Verbindung liefert, umfassen.

Der obige Synchronmotor kann außerdem so beschaffen sein, daß er eine d-Achsen-Strom-Steuereinrichtung zum Steuern eines d-Achsen-Stroms, d. h. eines Magnetisierungsstroms zum Erregen eines Felds, umfaßt, so daß wenigstens dann, wenn die maximale Drehmomentsteuerung bei den jeweiligen Rotationsgeschwindigkeiten VEL ausgeführt wird, der d-Achsen-Strom in bezug auf die Rotationsgeschwindigkeit von null bis zur Grundrotationsgeschwindigkeit im wesentlichen konstant wird, während der d-Achsen-Strom in bezug auf eine Rotationsgeschwindigkeit, die genauso groß wie oder höher als die Grundrotationsgeschwindigkeit ist, im wesentlichen zu $(Kf1/VEL-KPF)$ wird. Es wird angemerkt, daß Kf1 eine für den Synchronmotor eindeutige Konstante ist, die sich auf eine Anzahl von Windungen für den Stator und auf einen Magnetfeldfluß bezieht, während KPF eine Konstante ist, die eindeutig für den Synchronmotor und für die Permanentmagneten PMN und PMS ist.

Gemäß einem weiteren Aspekt der vorliegenden Erfindung wird ein Synchronmotor mit einem Statorpaar, einem Rotorpaar und einer Feldwicklung geschaffen, wobei ein Rotor folgendes umfaßt: einen für jeden elektrischen Winkel von 360° in Drehrichtung eines Magnetpols des Rotors bereitgestellten Permanentmagneten mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol, einen an einem Ende in Drehrichtung eines magnetischen Südpols bereitgestellten Permanentmagneten mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol, und einen in einem Mittelabschnitt in Drehrichtung des magnetischen Südpols bereitgestellten aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt, während der zweite Rotor folgendes umfaßt: einen an einem Ende in Drehrichtung eines Magnetpols bereitgestellten Permanentmagneten mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol, der gegenüber dem Permanentmagneten mit einem radial nach außen gerichtet ange-

ordneten Nordpol des einen Rotors um einen elektrischen Winkel von 180° verschoben ist, einen an einem Ende in Drehrichtung eines magnetischen Nordpols bereitgestellten Permanentmagneten mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol, und einen in einem Mittelabschnitt in Drehrichtung des magnetischen Nordpols bereitgestellten aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt.

Gemäß der vorliegenden Erfindung ist der Mittelabschnitt jedes Rotormagnetpols eines Synchronmotors in Drehrichtung des Rotors aus einem weichmagnetischen Pol hergestellt, so daß die Flußschwächungssteuerung angewendet werden kann. An der Oberfläche des Magnetpols wird ein Permanentmagnet in Richtung der q-Achse gemäß der Polarität des Magnetpols bereitgestellt, so daß ein Drehmomentstrom oder ein q-Achsen-Strom einen Magnetfeldfluß weniger wahrscheinlich ändern kann.

Da die Magnetflußverteilungen an den Oberflächen der jeweiligen Magnetpole bei der obigen Konfiguration von einer Sinusschwingungsverteilung oder von einer idealen Verteilung signifikant verschieden werden, werden wegen der obenbeschriebenen Permanentmagnetenanordnung gemäß der vorliegenden Erfindung die Drehmomentwelligkeiten erhöht. Um dieses Problem zu lösen, sind die Wicklungen mit den jeweiligen Phasen in der Weise durch die jeweiligen Schlitze verlaufend um die zugeordneten Zähne gewickelt angeordnet, daß die Amplitude eines Produkts aus der Anzahl, in der die Wicklung durch jeden Schlitz verläuft, und dem der Wicklung in jedem Schlitz zugeführten Mehrphasen-Sinusstrom im wesentlichen für alle Schlitze gleich ist, während die Phase eines elektrischen Vektors für jeden Schlitz im wesentlichen an die Stellung jedes Schlitzes in Drehrichtung des Rotors angepaßt ist.

Ein weiteres Verfahren zum Verhindern steigender Drehmomentwelligkeiten besteht in der Ausbildung eines Stators mit einer Konstruktion, bei der die Dimension eines Intervalls zwischen benachbarten Zähnen des Stators proportional zur Größe eines durch einen in den Wicklungen, die durch den zugeordneten Schlitz verlaufen, fließenden Strom ausgebildeten Stromvektors, d. h. durch den maximalen Stromwert, bestimmt ist. Ein nochmals weiteres Verfahren besteht in der Ausbildung eines Stators mit einer Konstruktion, bei der der Stator unter der Voraussetzung, daß in ihm eine Anzahl von NPP Magnetpolen ausgebildet sind, in Drehrichtung des Rotors funktional in NPP1 Funktionsblöcke unterteilt ist, während die unterteilten Funktionsblöcke des Stators gegenüber jeweils äquidistanten Stellungen in Drehrichtung des Rotors um $NPP2/NPP1$ eines Statorschlitzabstands in Drehrichtung des Rotors verschoben sind, wobei NPP1 eine Zahl ist, die genauso groß wie oder kleiner als NPP ist, während NPP2 eine ganze Zahl ist.

Ein Verfahren zum Verringern von durch die diskrete Anordnung der Schlitze in dem Stator verursachten Drehmomentwelligkeiten besteht in der Ausbildung eines Rotors mit mehreren gegenüber jeweiligen äquidistanten Stellungen in Drehrichtung des Rotors um NN/NR eines Statorschlitzabstands in Drehrichtung des Rotors verschoben angeordneten Magnetpolen. Hierbei ist NN eine für jeden Rotor bestimmte ganze Zahl, wobei für jeden Rotor zwei oder mehr Anzahlen von Werten eingestellt werden. NR ist eine für den Rotor eindeutige ganze Zahl, die die Art der Verschiebung des Magnetpols des Rotors in Drehrichtung des Rotors angibt, wobei für jeden Motor ein Wert eingestellt wird und wobei der Maximalwert die Anzahl der Magnetpole des Rotors ist.

Um eine durch einen q-Achsen-Strom i_q verursachte Störung in der Magnetflußverteilung des Rotors zu verringern, wird in dem weichmagnetischen Abschnitt des Rotors eine

Membran wie etwa ein Schlitz mit einer hohen magnetischen Reluktanz bereitgestellt.

Da die Bereitstellung einer magnetischen Membran wie etwa eines Schlitzes eine Abschwächung der mechanischen Festigkeit des Rotors bewirkt, wird außerdem an der Stelle des Schlitzes oder dergleichen eine Verbindung bereitgestellt, während außerdem in der Umgebung der Verbindung ein Permanentmagnet zur magnetischen Sättigung der Verbindung bereitgestellt wird. Bei dieser Anordnung wird der Stromagnetfluß von der Verbindung verringert, was eine Beeinträchtigung der Eigenschaften des Motors wegen des Stromagnetflusses verhindert.

Der Feldmagnetisierungsstrom oder d-Achsenstrom wird in der Weise gesteuert, daß der Strom in bezug auf die Rotationsgeschwindigkeit von null bis zur Grunddrehzahl im wesentlichen konstant ist, während er in bezug auf eine Rotationsgeschwindigkeit, die genauso groß wie oder größer als die Grundrotationsgeschwindigkeit ist, im wesentlichen gleich ($K_f/\text{VEL}-KPF$) ist, wobei K_f eine für einen Synchronmotor eindeutige Konstante ist, die sich auf die Anzahl der Windungen für den Stator und auf einen Magnetfeldfluß bezieht, während KPF eine für einen Synchronmotor eindeutige Konstante ist, die sich auf die Permanentmagneten PMN und PMS bezieht.

Ein Synchronmotor mit einem Statorpaar ST1, ST2, einem Rotorpaar RT1, RT2 und einer Feldwicklung zwischen den Statoren und Rotoren umfaßt einen in einem Magnetpol des Rotors RT1 für jeden elektrischen Winkel von 360° bereitgestellten Nordpol-Permanentmagneten HBN, einen an einem Ende des magnetischen Südpols des Rotors RT1 bereitgestellten Südpol-Permanentmagneten BPMS, einen aus einem in dem Mittelabschnitt des magnetischen Südpols des Rotors RT1 angeordneten weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt HBPS, einen für den Rotor RT2 in einer gegenüber dem in dem Rotor RT1 bereitgestellten Nordpol-Permanentmagneten HBS um einen elektrischen Winkel von 180° in Drehrichtung verschobenen Stellung bereitgestellten Südpol-Permanentmagneten HBS, einen an einem Ende des magnetischen Nordpols des Rotors RT2 bereitgestellten Nordpol-Permanentmagneten HBPMN und einen aus einem in dem Mittelabschnitt des magnetischen Nordpols des Rotors RT2 angeordneten weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt HBPN. Durch Steuern des der Feldwicklung in einem Bereich zwischen einem positiven und einem negativen Wert zugeführten Magnetisierungsstroms IFS wird ein wirksamer Magnetfluß eines Felds verstärkt oder abgeschwächt, werden ungünstige Effekte des Drehmomentstroms verringert und kann eine Antriebssteuerung in einem breiten stabilisierten Drehzahlbereich erreicht werden.

Kurzbeschreibung der Zeichnung

Die obigen sowie weitere Aufgaben, Merkmale und Vorteile der vorliegenden Erfindung gehen weiter aus der folgenden Beschreibung der bevorzugten Ausführung hervor, die in Verbindung mit der beigefügten Zeichnung zu nehmen ist, in der:

Fig. 1 ein Diagramm ist, das einen Rotor eines herkömmlichen Permanentmagnet-Synchronmotors zeigt;

Fig. 2 ein Querschnittsdiagramm ist, das die Hauptelemente eines Beispiels eines herkömmlichen Synchronreluktanzmotors zeigt;

Fig. 3 ein Diagramm ist, das den Zweipolmotor aus Fig. 2 als Modell zeigt;

Fig. 4 ein Vektordiagramm des Stroms und der Spannung des Motors aus Fig. 3 ist;

Fig. 5 ein Diagramm ist, das einen herkömmlichen Hy-

bridsynchronmotor mit einem Permanentmagneten und mit einer Feldwicklung zeigt;

Fig. 6A ein Querschnittsdiagramm ist, das einen Rotor des Synchronmotors aus Fig. 5 zeigt;

Fig. 6B ein Querschnittsdiagramm ist, das einen Rotor des Synchronmotors aus Fig. 5 zeigt;

Fig. 7 ein Querschnittsdiagramm ist, das die Hauptelemente einer bevorzugten Ausführung eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt;

Fig. 8 ein Querschnittsdiagramm ist, das ein Beispiel einer Durchmesserwicklung für einen Synchronmotor zeigt;

Fig. 9 ein Diagramm ist, das die Verteilung des Magnetflusses bei einem Zweipol-Modell-Synchronmotor gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt;

Fig. 10 ein Diagramm ist, das die Verteilung des Magnetflusses bei einem Zweipol-Modell-Synchronmotor gemäß der vorliegenden Erfindung beim umgepolten Erregen zeigt;

Fig. 11 ein Blockschaltplan ist, der eine bevorzugte Ausführung einer Steuervorrichtung eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt;

Fig. 12 ein Diagramm ist, das die Eigenschaften beim Steuern der Stromkomponenten für ein Feld eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung zeigt;

Fig. 13 ein Vektordiagramm des jedem Schlitz eines mit der Wicklung nach Fig. 8 gewickelten Stators zugeführten Stroms ist;

Fig. 14 ein Diagramm ist, das ein Beispiel einer Wicklung mit kurzem Abstand für einen Synchronmotor zeigt;

Fig. 15 ein Vektordiagramm des jedem Schlitz eines mit der Wicklung nach Fig. 14 gewickelten Stators zugeführten Stroms ist;

Fig. 16 ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Stator konstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 17 ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 18 ein Diagramm ist, das eine geneigte Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 19 ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Stator konstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 20 ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 21 ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 22 ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 23 ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 24 ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert;

Fig. 25A ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert; und

Fig. 25B ein Diagramm ist, das die Hauptelemente einer Rotorkonstruktion eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert.

Beschreibung der bevorzugten Ausführungen

Fig. 7 ist ein Querschnittsdiagramm, das eine bevorzugte

Ausführung der vorliegenden Erfindung in Form eines Dreiphasen-Sechspol-Synchronmotors zeigt. Die jeweiligen Magnetpole des Rotors sind als Pol 1, Pol 2, Pol 3, Pol 4, Pol 5 und Pol 6 bezeichnet. An beiden Enden des Pols 5, d. h. an den Grenzen zwischen den Polen 4 und 5 sowie 5 und 6, sind jeweils die Permanentmagneten 35, 41 mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol bereitgestellt. Der Mittelabschnitt 40 des Pols 5 ist aus weichmagnetischem Material hergestellt, das in Richtung der Rotorwelle 1 geschichtete flach gewalzte magnetische Stahlblechtafeln und Streifen umfaßt. An beiden Enden des Pols 6, d. h. an den Grenzen zwischen den Polen 5 und 6 sowie 6 und 1, sind die Permanentmagneten 34, 38 jeweils mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol bereitgestellt. Der Mittelabschnitt 39 des Pols 6 ist aus weichmagnetischem Material hergestellt. Die Konstruktion des Stators 7 ist ähnlich zu der eines typischen Induktionsmotors oder dergleichen.

Fig. 8 zeigt ein Beispiel einer durch die Schlitze 1 bis 36 geleiteten Wicklung, wobei U, V, W Dreiphasen-Wechselstrom-Anschlüsse eines Synchronmotors darstellen, N ein neutraler Punkt einer Sternverbindung ist und eine Wicklung eine Durchmesservicklung ist.

Der magnetische Betrieb des Synchronmotors nach Fig. 7 wird mit Bezug auf Fig. 9 beschrieben, die einen Modell-Zweipol-Synchronmotor zeigt. Ein Wicklungsstrom für den Stator ist als d-Achsen-Strom 44, 45 oder als Feldmagnetisierungsstrom und außerdem als q-Achsen-Strom 42, 43 oder als ein Drehmomentstrom im Modell gezeigt. Die Permanentmagneten 46, 47 mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol und ein Magnetpolabschnitt 48 des weichmagnetischen Materials bilden zusammen einen Nordpol des Rotors, während die Permanentmagneten 49, 50 mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol und ein Magnetpolabschnitt 51 des weichmagnetischen Material zusammen einen Südpol bilden.

Die durch die jeweiligen Permanentmagneten geleiteten Magnetflüsse 53, 54 werden durch die jeweiligen Permanentmagneten abgeschirmt und somit abgeschwächt. Die durch die aus weichmagnetischem Material hergestellten Magnetpole 48, 51 geleiteten Magnetflüsse 55, 56, 57, 58 werden durch den d-Achsen-Strom 44, 45 erregt. Mit dem obigen wird ein Zustand erzeugt, der dem mit einem in Fig. 1 gezeigten Permanentmagnetenmotor erzeugten entspricht, und der außerdem ähnlich zu dem mit einem in Fig. 3 gezeigten Synchronreluktanzmotor erzeugten Zustand ist. Wenn während des obigen Zustands ein Drehmomentstrom oder q-Achsen-Strom 42, 43 zugeführt wird, soll ein Magnetfluß in Richtung der q-Achse, der durch die durch den q-Achsen-Strom bewirkte magnetische Umlaufspannung verursacht wird, erhöht werden. Wegen des Vorhandenseins der Permanentmagneten 46, 47, 49, 50 in Richtung der q-Achse kann sich der Magnetfluß in Richtung der q-Achse jedoch nur wenig ändern. Somit wird die Drehmomentverringerng wegen der Magnetflußkomponenten in Richtung der q-Achse klein gemacht.

Die Bereitstellung eines (mit der gestrichelten Linie bezeichneten) Schlitzes 52 ist vorteilhaft. Da der Schlitz 52 ein Leerraum ist oder ein Material mit einem großen magnetischen Widerstand enthält, wird in der Richtung senkrecht zu dem Schlitz ein großer magnetischer Widerstand hervorgerufen, der den Durchgang von Magnetflußkomponenten in Richtung der q-Achse wirksam verhindern kann. Es können einer oder mehrere Schlitze bereitgestellt sein.

Die Anzahl der Schlitze kann unter Betrachtung der Leichtigkeit der Herstellung und der Verbesserung der Eigenschaften des Motors bestimmt werden. Zwischen den Permanentmagneten 47 und 50 und den Magnetpolen 48

und 51 kann ein Schlitz 52E bereitgestellt sein, um sie magnetisch zu trennen. Es wird angemerkt, daß der Permanentmagnet 47 an der Außenseite des Rotors mit einem Nordpol versehen ist, während der Permanentmagnet 50 an der Außenseite mit einem Südpol versehen ist. Außerdem wird angemerkt, daß die Magnetpole 48 und 51 aus weichmagnetischem Material hergestellt sind. Wenn der Schlitz 52E breiter gemacht wird, können die Eigenschaften der Magnetpole mit einem darin angebrachten Permanentmagneten und die der Magnetpole mit lediglich weichmagnetischem Material darin wirksamer miteinander verknüpft werden. Genauer kann, obgleich mit Bezug auf ein Vektordiagramm nach Fig. 4 in Richtung des Flusses des Magnetisierungsstroms id eine Spannung $V_d = -L_q \cdot di_d/dt = -\omega \cdot L_q \cdot i_q$ erzeugt wird, ein Vektor $(\omega \cdot L_q \cdot i_q)$ klein gemacht werden, da infolge der Abschwächung der Schwankung des Magnetflusses in Richtung der q-Achse durch den Permanentmagneten L_q klein ist. Da die Ausgangsleistung des Motors als $P = \omega \cdot L_d \cdot i_d \cdot i_q - \omega \cdot L_q \cdot i_q \cdot i_d = \omega \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q = v_0 \cdot i_0 \cdot \cos(\theta_{PR})$ ausgedrückt wird und der zweite Term hiervon ein kleiner Wert ist, können unterdessen ein großes Drehmoment und eine große Ausgangsleistung erhalten werden. Da eine Phasendifferenz oder θ_{PR} zwischen der Spannung V_0 und dem Strom i_0 verringert werden kann, können gleichzeitig der Leistungsfaktor $\cos(\theta_{PR})$ und der Ansteuerwirkungsgrad der Steuervorrichtung eines Synchronmotors verbessert werden.

Nachfolgend wird die Flußabschwächungssteuerung bei der Rotationssteuerung bei der schnellen Drehung wie etwa bei der Grunddrehzahl oder bei einer höheren Drehzahl beschrieben.

Wenn mit Bezug auf Fig. 9 der d-Achsen-Strom 44, 45 allmählich verringert wird, wird der Magnetfluß in den Magnetpolabschnitten 48, 51 ebenfalls allmählich verringert, wobei der durch den aus den Permanentmagneten 46, 47 und aus dem Magnetpolabschnitt 48 bestehenden Nordpol geleitete Magnetfluß dementsprechend ebenfalls verringert wird, um somit eine Flußabschwächung zu erzielen. Wenn der d-Achsen-Strom 44, 45 im wesentlichen auf null eingestellt ist, wird der Magnetfluß in den aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitten 48, 51 ebenfalls im wesentlichen null, wobei im Ergebnis dessen allein der durch die Permanentmagneten verursachte Magnetfluß 53, 54 wirksam bleibt. Wenn ferner der negative d-Achsen-Strom 44, 45 zugeführt wird, wird, wie in Fig. 10 gezeigt ist, die Polarität des Magnetflusses 59, 60, 61, 62 in den Magnetpolen 48, 51 umgepolt, so daß der durch die magnetischen Nordpole 46, 47, 48 geleitete Magnetfluß weiter verringert werden kann. Wenn der d-Achsen-Strom 44, 45 durch Ändern in einem Bereich zwischen einem positiven und einem negativen Wert gesteuert wird, kann der Magnetfluß, wie oben beschrieben wurde, wunschgemäß gesteuert werden. Was nachfolgend bei der Flußabschwächungssteuerung wichtig ist, ist die Bereitstellung der Permanentmagneten 46, 47, 49, 50, so daß der von dem d-Achsen-Strom 44, 45 hervorgerufene Magnetfeldfluß oder Magnetisierungsstrom id weniger anfällig gegenüber dem Drehmomentstrom oder q-Achsen-Strom 42, 43 bleiben kann. Diese Permanentmagneten tragen zur Stabilisierung der Magnetflußverbindung mit dem Magnetisierungsstrom id bei.

Es wird angemerkt, daß der Magnetfluß in Richtung der q-Achse besonders in einem Flußabschwächungsgebiet bei einer hohen Rotationsgeschwindigkeit schädlich ist. In diesem Sinn ist die Bereitstellung eines Schlitzes 52, der eine Verringerung des Magnetflusses in Richtung der q-Achse bewirkt, in dem Flußabschwächungsgebiet besonders wirksam.

Das in den Fig. 9 und 10 entgegen der Uhrzeigerichtung

CCW erzeugte Drehmoment kann durch Anlegen eines negativen q-Achsen-Stroms ebenfalls in Uhrzeigerichtung erzeugt werden.

Es wird angemerkt, daß der Permanentmagnet in mehrere getrennt anzuordnende Magnetstücke unterteilt sein kann. Die Permanentmagneten 46, 47, 49, 50 können eine Kombination aus einem Seltenerd-Magneten, der Hochleistungseigenschaften besitzt, jedoch teuer ist, und einem Ferritmagneten, der verhältnismäßig preiswert ist, sein. Wichtig ist, daß die magnetische Umlaufspannung des Permanentmagneten sichergestellt werden muß, damit der Rotor weniger anfällig gegenüber dem q-Achsen-Strom bleibt. Außerdem braucht der Magnetfluß in der Nähe der Grenzabschnitte zwischen den Magnetpolen angesichts des Motordrehmoments nicht stark zu sein. Somit ist z. B. eine an der Außenumfangsfläche des Rotors in der Umgebung der Magnetpolgrenzen ausgebildete Aussparung möglicherweise kein Problem.

Die in den Fig. 7, 9, 10 gezeigten, in den flach gewalzten magnetischen Stahlblechtafeln und -streifen zur mechanischen Halterung bereitgestellten Permanentmagneten können statt dessen über ein Klebemittel an der Rotoroberfläche befestigt sein.

Bei einem Gebrauch, der die Erzeugung eines Drehmoments lediglich in einer Richtung erfordert, kann die Anzahl der bereitzustellenden Permanentmagneten verringert werden, ohne eine signifikante Beeinträchtigung der Eigenschaft des Motors zu verursachen. Zum Beispiel können mit Bezug auf Fig. 9 die Permanentmagneten 47, 49 weggelassen werden. Bei dieser Weglassung kann der Einfluß der magnetischen Umlaufspannung des q-Achsen-Stroms 42, 43 durch die Permanentmagneten 46, 50 verringert werden. Somit kann die durch den d-Achsen-Strom 44, 45 verursachte Verringerung des Motordrehmoments verringert werden.

Nachfolgend wird eine Steuervorrichtung zum Steuern der Rotationsgeschwindigkeit eines Synchronmotors nach Fig. 7 beschrieben.

Fig. 11 ist ein Blockschaltplan, der eine Steuervorrichtung mit einer Stellungserfassungseinrichtung PDET zum Erfassen einer Drehstellung POSD eines Synchronmotors MOTOR und eine Geschwindigkeitserfassungseinrichtung zum Erfassen eines Geschwindigkeitssignals VELD zeigt. Mit einem Subtrahierer ADD, dessen Ausgangssignal in einen Geschwindigkeitscontroller VCON eingegeben wird, wird eine Differenz zwischen einer Geschwindigkeits-Führungsgröße VHLC und einer Geschwindigkeits-Führungsgröße VELD erhalten. Der Geschwindigkeitscontroller VCON liefert ein Ausgangssignal oder eine Drehmoment-Führungsgröße an einen Verstärkungs-Controller GCON.

Unterdessen wird ein Magnetisierungsstrom oder ein d-Achsen-Strom zum Steuern des Feldmagnetflusses durch eine Feldsteuereinrichtung FCON gesteuert. Fig. 12 zeigt die Eingabe/Ausgabe-Eigenschaften der Feldsteuereinrichtung FCON, wobei die Querachse der Rotationsgeschwindigkeit VEL [1/min] und die vertikale Achse den Feldstrom-Führungsgrößen IDC entspricht. Wie in Fig. 12 gezeigt ist, wird der Feldstrom für den Motor z. B. im Fall eines Induktionsmotors oder dergleichen mit einer Grunddrehzahl von 1000 [1/min] und mit dem maximalen Feldmagnetisierungsstrom von 20 [A] in der Weise gesteuert, daß eine Feldstrom-Führungsgröße in bezug auf die Rotationsgeschwindigkeit VEL von 0 bis 1000 [1/min] 20 [A] beträgt, während sie in bezug auf die Rotationsgeschwindigkeit VEL 1000 [1/min] oder mehr gleich einer inversen Funktion (K_f/VEL) der Rotationsgeschwindigkeit ist, wobei K_f eine Konstante ist. Dies liegt daran, daß die Motorspannung, da die Stromquelle einer Steuervorrichtung des Motors unter Verwendung einer beschränkten Spannung wie etwa einer Dreipha-

senwechselspannung von 200 [V] gesteuert wird, während der Ausführung der obigen Magnetflußsteuerung selbst dann genauso groß wie oder kleiner als ein vorgegebener Wert gehalten wird, wenn sich der Motor mit einer hohen Geschwindigkeit dreht. Da die Motorspannung allgemein proportional zu einem Produkt eines Feldmagnetflusses und einer Rotationsgeschwindigkeit ist, muß eine Feldstrom-Führungsgröße IDC in der Weise gesteuert werden, daß sie, wenn sich der Rotor mit einer Rotationsgeschwindigkeit dreht, die gleich oder höher als die Grundrotationsgeschwindigkeit ist, ein Inverses zu einer Rotationsgeschwindigkeit ist. Es wird angemerkt, daß die Eigenschaft bei Vernachlässigung des Wicklungswiderstands eines Motors, der Streuinduktivität der jeweiligen Wicklungen und der Nichtlinearität eine Idealeigenschaft darstellt. In Wirklichkeit muß die obige Steuerung somit gemäß einer Eigenschaft ausgeführt werden, die deren Widerstand widerspiegelt.

Da ein Synchronmotor der vorliegenden Erfindung einen Permanentmagneten besitzt, muß dessen Feldstrom von der in Fig. 12 gezeigten Eigenschaft P-CONST verschieden gesteuert werden. Es wird angenommen, daß ein Synchronmotor so beschaffen ist, daß eine Feldstrom-Führungsgröße IDC für die Grunddrehzahl von 1000 [1/min] 20 [A] beträgt, während sie für die maximale Drehzahl 4000 [1/min] -20 [A] beträgt. Ähnlich zu der Eigenschaft P-CONST wird die Flußabschwächungssteuerung in einem Dauerleistungs-Steuergebiet wie folgt ausgeführt.

$$(\phi_0 + \phi_X) \cdot VEL = KP2$$

$$(\phi_0 + \phi_X)/(\phi_0 - \phi_X) = 1000/4000$$

$$\text{somit } \phi_0 = 5/3 \cdot \phi_{XMAX} \quad (1)$$

wobei ϕ_0 ein durch einen Permanentmagneten verursachter Magnetfluß, ϕ_X ein durch eine Feldstrom-Führungsgröße IDC verursachter Magnetfeldfluß, KP2 eine Konstante, ϕ_{XMAX} ein durch einen Feldstrom mit einer maximalen Feldstrom-Führungsgröße IDC oder 20 [A] verursachter erhöhter Magnetfluß ϕ_X ist. Obgleich sich der Rotor somit mit einer Drehzahl dreht, die genauso groß wie oder kleiner als die Grunddrehzahl ist, bei der der Magnetfluß in den jeweiligen Magnetpolen maximiert wird, kommen somit 5/8 des gesamten wirksamen Magnetflusses in den jeweiligen Magnetpolen von dem Permanentmagneten, womit 3/8 davon als der mit der Feldstrom-Führungsgröße IDC erregte maximale Magnetfluß ϕ_{XMAX} verbleiben.

Wenn der Magnetfluß ϕ_X unter Verwendung eines Produkts einer Feldstrom-Führungsgröße IDC und eines Magnetflußkoeffizienten $K\phi_X$ ausgedrückt wird, wird aus dem obigen Ausdruck (1)

$$(5/3 \cdot \phi_{XMAX} + IDC \cdot K\phi_X) \cdot VEL = KP2$$

$$(5/3 \cdot 20 K\phi_X + IDC \cdot K\phi_X) VEL = KP2,$$

$$\text{somit } IDC = (KP2/K\phi_X)/VEL - 33.33 \quad (2)$$

erhalten. Wegen des Durchgangs durch einen Punkt, in dem $IDC = 20$ und $VEL = 1000$ ist, wird ein konstanter Wert $Kf1 = KP2/K\phi_X = 53333$ erhalten. Durch Steuern einer Feldstrom-Führungsgröße IDC gemäß dem Ausdruck (2), der die Eigenschaft P-CONX aus Fig. 12 ausdrückt, kann auf einen Synchronmotor der vorliegenden Erfindung eine Dauerleistungssteuerung über eine Flußabschwächungssteuerung angewendet werden. Es wird angemerkt, daß die Streumagnetfluß-Komponente, der Wicklungswiderstand usw. vernachlässigt werden. Außerdem wird angemerkt, daß die Eigenschaft P-CONST in Abhängigkeit von dem Entwurf eines Synchronmotors eine gewisse Freiheit besitzt. Wenn z. B. bei einem Motor mit einer leichten Last in einem Hochgeschwindigkeits-Rotationsgebiet der Ansteuerwirkungsgrad erhöht werden muß, sollten schmalere Perma-

nentmagneten 38, 34, 35, 41 nach Fig. 7 verwendet werden, um einen Entwurf zu erreichen, der eine Feldstrom-Führungsgröße IDC mit einem kleinen Absolutwert der Maximalrotation ermöglicht. Es wird angemerkt, daß eine Feldstrom-Führungsgröße IDC nicht notwendig gemäß der Eigenschaft aus Fig. 12 gesteuert werden muß, sondern stattdessen unter Beachtung der umfassenden Motoreffizienz usw. gesteuert werden kann oder in der Weise gesteuert werden kann, daß während der Verzögerung ein starker Magnetfluß erzeugt wird, wobei während dieser Zeitdauer die magnetische Umlaufspannung des Motors in der Weise für den Stromfluß genutzt werden kann, daß für einen kleinen Strom ein großes Drehmoment erhalten wird.

Der Verstärkungs-Controller GCON steuert die Verstärkung einer Geschwindigkeitssteuerschleife, um die durch die Schwankung einer Drehmomentkonstanten eines Synchronmotors proportional zur Stärke eines Felds verursachte Schwankung der Geschwindigkeitssteuerempfindlichkeit zu kompensieren. Genauer bestimmt der Verstärkungs-Controller GCON anhand des Werts einer Feldstrom-Führungsgröße IDC eine geeignete Verstärkung und gibt ein Amplitudensignal IQC eines Drehmomentstroms aus.

Eine Strom-Additionseinrichtung IAD führt unter Verwendung eines Drehmomentstroms IQC und einer Feldstrom-Führungsgröße IDC eine Vektoraddition aus, wobei sie ein Stromamplitudensignal IAMP sowie ein Phasensignal IPH ausgibt. Eine Dreiphasenstrom-Führungsgrößen-Einrichtung ICOM empfängt ein Stromamplitudensignal IAMP, ein Phasensignal IPH und eine Drehstellung POSD eines Synchronmotors, während sie die Dreiphasenstrom-Führungsgrößen IUC, IVC, IWC ausgibt.

Ein Leistungsverstärker AMP liefert an den Synchronmotor den Dreiphasenstrom IU, IV, IW. Wie oben beschrieben wurde, kann die Geschwindigkeitssteuerung bei einem Synchronmotor über die oben mit Bezug auf Fig. 11 beschriebene Steuerung erreicht werden. Es wird angemerkt, daß die obige Geschwindigkeitssteuerung in verschiedenen modifizierten Verfahren wie etwa in Verfahren, in denen ein Strom über eine d-q-Achsen-Steuerung gesteuert wird, in denen die Vorwärts-Beschleunigungszufuhr zusätzlich betrachtet wird, in denen die Vorwärts-Spannungszufuhr zusätzlich betrachtet wird und in denen verschiedene Beobachter zusätzlich betrachtet werden, ausgeführt werden kann.

Mit Bezug auf die Fig. 7, 9, 10 wurde beschrieben, daß ein Synchronmotor der vorliegenden Erfindung in Bezug auf den Leistungsfaktor, den Wirkungsgrad und die Flußabschwächungssteuerung in einem Hochgeschwindigkeits-Rotationsgebiet überlegen ist. Der Synchronmotor besitzt jedoch ein Problem in Hinblick auf die Drehmomentwelligkeit. Das heißt, die durch die Störung der Magnetflußverteilung in den jeweiligen Magnetpolen verursachte Drehmomentwelligkeit steigt. Allgemein werden ein Synchronmotor und dessen Strom- und Spannungssteuerung anhand der Dreiphasen-Wechselstromtheorie entworfen und angewendet. Das heißt, wenn sowohl die Magnetflußverteilung in jedem Magnetpol als auch ein Dreiphasenstrom Sinusschwingungen darstellen, sind die Drehmomentwelligkeiten klein genug, um eine vorteilhafte Steuerung zu erzielen, so daß der Synchronmotor ein zweckmäßiges Drehmoment und eine zweckmäßige Leistung erzeugen kann. Wenn die Magnetflußverteilung und der Dreiphasenstrom in den jeweiligen Magnetpolen dagegen große Oberschwingungskomponenten enthalten, wird eine unzureichend große Drehmomentwelligkeit hervorgerufen. Wie in Fig. 10 gezeigt ist, wird in einem Synchronmotor der vorliegenden Erfindung der Mittelabschnitt 48 in den jeweiligen Abschnitten 46, 47, 48, die einen Nordpol bilden, in einem Flußabschwächungsgebiet in der entgegengesetzten Polarität erregt. Da die re-

sultierende Magnetflußverteilung in dem Nordpol als Ganzes große Oberschwingungskomponenten enthält, ist sie weit von einer Sinusschwingungsverteilung entfernt. Bei einer solchen Verteilung wird allgemein selbst dann eine große Drehmomentwelligkeit verursacht, wenn der q-Achsen-Strom i_q oder ein Drehmomentstrom unter Verwendung einer Sinusschwingung mit sehr kleinen darin enthaltenen Oberschwingungskomponenten gesteuert wird.

Um das Problem der Drehmomentwelligkeit zu behandeln, schlägt die vorliegende Erfindung, um somit eine Drehmomentwelligkeit zu verringern, ein Verfahren zum Löschen einer Drehmomentwelligkeits-Komponente mit einem Zyklus vor, der genauso groß wie oder größer als ein Statorschlitzabstand ist, und schlägt die Erfindung, um somit eine Drehmomentwelligkeit zu verringern, ein Verfahren zum Löschen einer Drehmomentwelligkeits-Komponente mit einem Zyklus vor, der genauso groß wie oder kleiner als ein Statorschlitzabstand ist. Diese Verfahren werden im folgenden nacheinander beschrieben.

Zunächst wird ein Verfahren zum Verringern einer Drehmomentwelligkeits-Komponente mit einem Zyklus, der genauso groß wie oder größer als ein Statorschlitzabstand ist, beschrieben.

Wie oben erwähnt wurde, zeigt Fig. 8 ein Beispiel einer Durchmesserwicklung für einen Dreiphasen-Sechspol-Motor. Hier wird angenommen, daß den jeweiligen Dreiphasenwicklungen ein Dreiphasenwechselstrom zugeführt wird. Wie in Fig. 13 gezeigt ist, werden die Ströme, die in den durch die jeweiligen Schlitze geleiteten Wicklungen fließen, unter Verwendung von Stromvektoren ausgedrückt. In Fig. 13 sind die drei Phasen jeweils als U, V, W bezeichnet, während ihre umgepolten Phasen jeweils als X, Y, Z bezeichnet sind, wobei die jeweiligen Schlitze als (1), (2) . . . numeriert sind und die Amplitude eines Stromvektors für jeden Schlitz als RR gezeigt ist. Wie gezeigt ist, werden zum Ansteuern des Motors sechs Stromvektoren in einem elektrischen Winkel von 360° diskret bereitgestellt. Wegen der diskreten Anordnung sind Oberschwingungskomponenten enthalten. In Wirklichkeit wird der Motor somit bevorzugt unter Verwendung eines Stromvektors mit mehreren Phasen mit kleineren Oberschwingungskomponenten angesteuert.

Fig. 14 zeigt ein Beispiel einer Wicklung mit kurzem Abstand. Die Stromvektoren in Bezug auf die jeweiligen Schlitze sind in Fig. 15 mit den durchgezogenen Linien gezeigt. Zum Beispiel sind eine U-Phasen-Wicklung und eine Z-Phasen-Wicklung durch einen Schlitz (2) geleitet, wobei sie in der Weise um die dazugehörigen Zähne des Stators gewickelt sind, daß die U-Phasen-Wicklung halb so oft durch den Schlitz (2) geht, wie die U-Phasen-Wicklung durch den Schlitz (1) geht, während die Z-Phasen-Wicklung halb so oft durch den Schlitz (3) geht, wie die Z-Phasen-Wicklung durch den Schlitz (3) geht. Somit werden die Stromvektoren in Bezug auf die durch den Schlitz (2) geleitete U-Phasen-Wicklung und Z-Phasen-Wicklung als $U/2$ bzw. $Z/2$ mit der Amplitude $SS = RR/2$ ausgedrückt und zu einem Stromvektor UZS mit der Amplitude $RS = \cos 30^\circ \times RR = 0,866 \times RR$ addiert. Das heißt, die Amplitude des Stromvektors UZS ist kleiner als die des U-Phasen-Stromvektors für den Schlitz (1). Die Wicklungen für die jeweiligen Phasen sind ähnlich durch die anderen Schlitze geleitet. Im Ergebnis werden die elektrischen Vektoren der zwölf Phasen in einem elektrischen Winkel des Motors von 360° bereitgestellt. Die Amplitude eines Stromvektors für jeden Schlitz ist für jeden weiteren Schlitz kleiner. Es wird angemerkt, daß trotz einer Zunahme der Anzahl der Phasen von sechs auf zwölf im Vergleich zu Fig. 8 immer noch Oberschwingungskomponenten in Bezug auf eine Differenz der Stromamplitude enthalten sind. Um dieses Problem zu be-

handeln, wird die Anzahl, in der die U-Phasen-Wicklung und die Z-Phasen-Wicklung durch den Schlitz (2) geleitet sind, um $1/\cos 30^\circ = 1,555$ erhöht, so daß die Amplitude des Stromvektors für den Schlitz (2) ohne Änderung seiner Phase gleich der für den Schlitz (1) wird. Ähnlich wird die Anzahl, in der die jeweiligen Wicklungen durch die Schlitz (4), (6), (8), (10) und (12) geleitet sind, um das 1,555fache erhöht. Bei dieser Anordnung können die Stromvektoren mit zwölf Phasen mit der gleichen Amplitude in einem elektrischen Winkel von 360° in gleichen Intervallen von 30° bereitgestellt werden, was eine Verteilung der magnetischen Umlaufspannung mit verringerten Oberschwingungskomponenten realisiert. Es wird angemerkt, daß es, wie mit der gestrichelten Linie in Fig. 7 gezeigt ist, praktischer ist, für einen Schlitz, durch den eine Wicklung mehrfach für andere Schlitz durchgeleitet ist, eine breitere Breite einzustellen. Wie oben beschrieben wurde, werden die Stromvektoren für die jeweiligen Schlitz in der Weise eingestellt, daß die Phase jedes Stromvektors für den Phasenwinkel jedes Schlitzes geeignet ist, wobei sie sämtlich die gleiche Amplitude besitzen.

Mit Ausnahme dessen, daß die Stromvektoren in zwölf Stellungen diskret angeordnet sind, kann gemäß dem obigen Verfahren eine ideale Verteilung der magnetischen Umlaufspannung geschaffen werden. Da jeder Magnetpol des Rotors die gleiche Form besitzt und da die Anzahl der Magnetpole des Rotors sechs beträgt, wird unter der Voraussetzung, daß jeder Magnetpol des Rotors für jeden mechanischen Winkel von exakt 60° angeordnet ist, wie oben beschrieben wurde, unabhängig von der Form des Rotors keine Drehmomentwelligkeits-Komponente mit einem Zyklus, der genauso groß wie oder größer als der Statorschlitzabstand des Stators ist, erzeugt.

Stromvektoren mit der gleichen Amplitude und Phase wie der Stromvektor, der wie oben beschrieben durch die durch den Schlitz (2) geleitete Wicklung ausgebildet wird, können über zahllose Kombinationen unter Verwendung der Wicklungen mit den jeweiligen Phasen U, V, W, X, Y, Z ausgebildet werden, wobei diese Kombinationen sämtlich im Umfang der vorliegenden Erfindung enthalten sind. Das obige ist lediglich ein Beispiel der einfachsten Kombination.

Im Fall eines Dreiphasen-Vierpol-Motors mit 36 Schlitz ist die Anzahl der Schlitz für jeweils zwei Pole, d. h. 18, größer als die für den Sechspolmotor nach Fig. 15, d. h. 12. Bei einem solchen Motor können die Stromvektoren ebenfalls addiert werden, so daß die Phase jedes resultierenden Vektors für ihre Stellung in einem elektrischen Winkel von 360° geeignet ist, während sämtliche Vektoren für alle Schlitz die gleiche Amplitude besitzen. Wie oben beschrieben wurde, sind in bezug auf die Anzahl, in der die Wicklungen durch die jeweiligen Schlitz geleitet sind, zahllose Kombinationen verfügbar.

Mit Bezug auf Fig. 16 wird nachfolgend ein weiteres Verfahren zum Verringern der bei einer Wicklung mit kurzem Abstand nach Fig. 14 bei verschiedenen Amplituden der Stromvektoren für die jeweiligen Schlitz hervorgerufenen Drehmomentwelligkeit beschrieben. Wie in Fig. 15 gezeigt ist, ist die Amplitude RS des Stromvektors UZS $\cos 30^\circ = 0,866$ mal so groß wie die Amplitude RR des Stromvektors U. Somit sind unter der Voraussetzung, daß die relevanten Zähne des Stators in den in Fig. 16 gezeigten Intervallen von $1 : 0,866 = 32,854^\circ : 27,845^\circ$ ausgebildet sind, die Stromdichten für die jeweiligen Schlitz folglich gleichwertig oder konstant zueinander. Wie oben beschrieben wurde, kann durch Ändern eines Intervalls zwischen den Zähnen des Stators die Drehmomentwelligkeit wegen inkonsistenter Amplituden der Stromvektoren verringert werden. Es wird angemerkt, daß die jeweiligen Schlitz, obgleich die Quer-

schnitte der Schlitz (1) und (2) in Fig. 16 wegen der Darstellung mit leicht erkennbaren Mittellinien verschieden erscheinen, durch geeignete Änderung der Stellung des Mittelabschnitts der relevanten Zähne leicht so ausgebildet werden können, daß sie konstante Querschnitte besitzen, während gleichzeitig die Stellung des Zahnabschnitts, der den Innenumfang des Stators bildet, ungeändert gelassen wird.

Die obigen Verfahren mit Bezug auf die Fig. 15 und 16 können auf verschieden geformte Statoren angewendet werden, die alle in den Umfang der vorliegenden Erfindung fallen. Zum Beispiel können die jeweiligen Wicklungen für den Stator im Fall eines Stators mit einer schlitzlosen Konstruktion, in dem eine Wicklung durch einen zwischen dem Stator und dem Rotor ausgebildeten Leerraum geleitet ist, in dem proportional zu der Amplitude eines zugeordneten Stromvektors bestimmten Drehwinkel angeordnet sein. Genauer kann mit Bezug auf Fig. 16 die in Fig. 16 durch den Schlitz (1) geleitete U-Phasen-Wicklung statt dessen gleichförmig in einem Drehwinkel von $32,154^\circ$ angeordnet sein, während die durch den Schlitz (2) geleitete UZS-Wicklung, bei der ein elektrischer Vektor mit einer kleineren Amplitude ausgebildet wird, gleichförmig in einem Drehwinkel von $27,845^\circ$ angeordnet sein kann. Andere Wicklungen können ähnlich bereitgestellt werden.

Nachfolgend wird ein Verfahren zum Verringern einer Drehmomentwelligkeits-Komponente mit einem Zyklus, der genauso groß wie oder kleiner als ein Statorschlitzabstand ist, beschrieben.

Allgemein bewirken die jeweiligen Magnetpole ein verhältnismäßig gleiches Drehmoment zwischen sich selbst und dem Stator, wobei das Drehmoment für diese Pole entsprechende Drehmomentwelligkeits-Komponenten mit einem Zyklus enthält, der genauso groß wie oder kleiner als ein Statorschlitzabstand ist. Somit können sich Drehmomentwelligkeits-Oberschwingungskomponenten niedriger Ordnung dieser Drehmomentwelligkeits-Komponenten aufheben, so daß sie beim gleichförmigen Verschieben der jeweiligen Magnetpole des Rotors in Drehrichtung des Rotors um eine Größe innerhalb des Bereichs des Schlitzabstands verringert werden.

Fig. 17 zeigt ein Beispiel eines Rotors gemäß der vorliegenden Erfindung mit einer Rotorwelle 1, mit einer in der Umgebung der Rotorwelle 1 bereitgestellten Rotorstahlplatte 3, mit einem Magnetflußweg 4 zum Durchleiten des Magnetflusses, mit einem Leerraum oder mit einem unmagnetischen Teil 33 und mit einer Verbindung 15, mit der der Magnetflußweg 4 oder dergleichen an der Rotorstahlplatte 3 befestigt ist. Angesichts des elektromagnetischen Betriebs des Motors ist die Verbindung 15 nicht nur unnötig, sondern außerdem sogar schädlich. Dennoch bewirkt die Verbindung 15 eine Zunahme der Rotorfestigkeit. Der Außenumfang 36 des Rotors ist mit einer elektromagnetischen Stahlplatte verbunden (verstärkt), was ebenfalls eine Erhöhung der Rotorfestigkeit bewirkt. Es wird angemerkt, daß die Verbindung 15 und der Außenumfang 36 des Rotors bei vorrangiger Betrachtung der Motoreigenschaft weggelassen werden können. Außerdem wird angemerkt, daß angesichts der Rotorfestigkeit statt dessen ein Klebemittel oder andere Befestigungsverfahren angewendet werden können.

In einem Rotor, der wegen der Existenz eines Rotor-Außenumfangabschnitts 36 oder dergleichen stark genug ist, kann der schlitzartige Abschnitt 33 außerdem mit einem unmagnetischen Teil gefüllt werden, so daß weiter ein dünner Magnetflußweg 4 starr befestigt werden kann. Die resultierende Rotorkonstruktion ist tolerant genug gegenüber der Zentrifugalkraft bei einer schnellen Rotation. Es werden die Permanentmagneten 34, 35, 39 usw. bereitgestellt.

In der Zeichnung bezeichnet die Strichpunkt-Linie die

Mittellinie des Rotors für jeweils 60° . Die Zentren der jeweiligen Magnetpole des Rotors sind gegenüber den jeweiligen Mittellinien um 0° , $1,67^\circ$, 5° , $8,33^\circ$, $6,67^\circ$ und $3,33^\circ$ verschoben. Der Rotor ist für die Verwendung mit dem in Fig. 7 gezeigten Dreiphasen-Sechspol-Stator mit 36 Schlitzen konstruiert, wobei die jeweiligen in dem Rotor ausgebildeten Magnetpole in Drehrichtung des Rotors um (1 Statorschlitzabstand von $10^\circ/6$ Pole) = $1,67^\circ$ verschoben sind.

Obgleich die Grenzabschnitte zwischen benachbarten Magnetpolen nicht klar verschieden sind, können sie einem in Fig. 17 mit den punktierten Linien definierten Winkelbereich MEG entsprechen. Der Winkel MEG kann von den Grenzen zwischen den Magnetpolen abhängen. Der Winkelbereich MEG oder der Grenzabschnitt ist von einem wirksamen Bereich jedes Magnetpols ausgenommen. In einem Verfahren zur Verringerung der Drehmomentwelligkeit in bezug auf die Konstruktion nach Fig. 17 werden die jeweiligen Magnetpole des Rotors jeweils mit der gleichen Form in der Weise um die oben erwähnten Winkel in Drehrichtung des Rotors verschoben, daß sich die durch die jeweiligen Magnetpole bewirkten Drehmomentwelligkeiten wegheben, um sie in ihrer Gesamtheit zu verringern. Die Form jedes Magnetpols der Ausführung nach Fig. 17 ist jedoch wegen des Vorhandenseins des unbestimmten Grenzabschnitts unbestimmt. Zum Beispiel wird angenommen, daß die Winkelbreite jedes Magnetpols 40° beträgt. In dem Nordpol mit den Magnetpolen 34, 38 und in dem Magnetpolabschnitt 39 des weichmagnetischen Pols beträgt ein durch die Mittellinie des zugeordneten Magnetpols und durch die Grenze zwischen dem Magnetpol und dem Magnetpol links von ihm definierter Winkel $31,66^\circ$. Der rechte Halbwinkel des Winkelbereichs MEG bzw. MEG/2 beträgt in diesem Fall $(31,66 - 40/20) = 11,66^\circ$. Der linke Halbwinkel des Winkelbereichs MEG kann ähnlich zu $11,6^\circ$ berechnet werden. Die Breite für jeden Grenzabschnitt kann ähnlich berechnet werden. Der Grenzabschnitt MEG ist in bezug auf die Grenzlinie symmetrisch definiert. Somit kann gesagt werden, daß der Grenzabschnitt MEG ein Gebiet ist, in dem die Nord- und Süd-Permanentmagneten zusätzlich zu den zugeordneten Magnetpolen symmetrisch in bezug auf die Grenze bereitgestellt werden. Somit ist der Grenzabschnitt MEG angesichts der Drehmomentwelligkeit nicht erforderlich. Da der Einfluß des Grenzabschnitts MEG klein ist und die Herstellung eines Rotors ohne Grenzabschnitte schwierig ist, wird er jedoch nicht entfernt. Alternativ kann ein konkaver Grenzabschnitt MEG ausgebildet werden, so daß er in der Weise dienen würde, als ob er magnetisch nicht vorhanden wäre, wobei ein Beispiel hiervon später in Fig. 23 gezeigt werden kann.

Bei einer Anordnung nach Fig. 17 wird die elektrische Funktion durch die jeweiligen Magnetpole des Rotors und des Stators um die oben erwähnten Verschiebungswinkel in Drehrichtung des Rotors verschoben, bis sich eine Drehmomentwelligkeit mit einem Zyklus, der genauso groß wie oder kleiner als ein Statorschlitzabstand ist, schließlich aufhebt, wobei die Drehmomentwelligkeit verringert wird. Genauer ist geometrisch und leicht verständlich, daß sich die Drehmomentwelligkeit bei einem Schlitzzyklus, bei $1/2$ Schlitzzyklus und bei $1/3$ Schlitzzyklus weghebt. Es wird angemerkt, daß sich Drehmomentwelligkeits-Komponenten mit einem Zyklus, der größer als ein Schlitzabstand ist, wie oben beschrieben wurde, unter Verwendung eines verbesserten Wicklungsverfahrens verringert werden können.

Die verbleibenden Oberschwingungs-Drehmomentwelligkeits-Komponenten mit einem Zyklus von $1/3$ Schlitzabständen oder mit einem kleineren Schlitzabstand können durch die relative Neigung des Rotors und des Stators um einen Winkel, der einem Zyklus der Oberschwingungskompo-

nente niedrigster Ordnung in den verbleibenden Oberschwingungs-Drehmoment-Welligkeitskomponenten entspricht, verringert werden. Genauer würden sie, wenn der Rotor aus Fig. 17 um $1/6$ Schlitzabstand geneigt wird, um somit die jeweiligen Magnetpole gegenüber ihren ursprünglichen Stellungen um 0° , $1,67^\circ$, $3,33^\circ$, 5° , $6,67^\circ$ bzw. $8,33^\circ$ zu verschieben, wobei Teile der Mittellinien, die durch den Umfangsabschnitt der jeweiligen Magnetpole gehen, ausgenommen werden, um sie auszurichten, derart, wie in Fig. 18 dargestellt ist. Wie gezeigt ist, wird im Ergebnis der Verschiebung der jeweiligen Magnetpole jeweils um $1/6$ Schlitzabstand beim Umlauf um den gesamten Umfang ein Schlitzabstand geometrisch geneigt. Somit wird eine Drehmomentwelligkeits-Komponente mit einem Zyklus, der genauso groß wie oder kleiner als ein Schlitzabstand ist, entfernt.

Es ist bekannt, daß im Fall eines großen Verschiebungswinkels im Innern des Rotors Magnetflußkomponenten in Richtung der Rotorwelle hervorgerufen werden, in deren Ergebnis sich die Neigungswirkung verringert. Hier bewirkt jedoch eine Neigung um lediglich $1/6$ Schlitzabstand wie oben keine solchen Magnetflußkomponenten im Innern des Rotors, womit eine zweckmäßige Verringerung der Drehmomentwelligkeit erzielt werden kann.

Für die Anordnungen der Verschiebungswinkel für die Magnetpole in Drehrichtung des Rotors sind verschiedene Kombinationen verfügbar. Die Drehmomentwelligkeiten können unter Verwendung eines einfacheren als des mit Bezug auf Fig. 17 beschriebenen Magnetpol-Verschiebungsverfahren verringert werden, in dem die Magnetpole anstatt um die Winkel 0° , $1,67^\circ$, 5° , $8,33^\circ$, $6,67^\circ$, $3,33^\circ$ in Fig. 17 um die Winkel 0° , 5° , 0° , 5° , 0° , 5° oder um die Winkel 0° , $-3,33^\circ$, $3,33^\circ$, 0° , $-3,33^\circ$, $3,33^\circ$ verschoben werden können. Obgleich die verringerten Drehmomentwelligkeits-Komponenten von der Kombination abhängen, können die Drehmomentwelligkeits-Komponenten bei irgendeiner Kombination verringert werden.

Neben dem mit Bezug auf Fig. 17 beschriebenen Verfahren zur Verringerung der Drehmomentwelligkeit kann ein entsprechender Vorteil mit einem Verfahren erzielt werden, bei dem ein Rotor mit in Umfangsrichtung äquidistant angeordneten Magnetpolen in Richtung der Rotorwelle in mehrere Blöcke unterteilt ist, wobei jeder Block in Drehrichtung des Rotors jeweils um eine oben beschriebene Größe verschoben ist. Genauer wird angenommen, daß ein Rotor in Richtung der Rotorwelle in zwei Blöcke unterteilt ist, wobei die Magnetpole der jeweiligen Blöcke in Drehrichtung des Rotors um 0° bzw. 5° verschoben sind. Bei dieser Anordnung heben sich die durch die jeweiligen Blöcke verursachten Drehmomentwelligkeits-Komponenten des Rotors als Ganzes weg, womit eine Verringerung der Drehmomentwelligkeit erzielt wird. Ferner kann zwischen den Blöcken bevorzugt eine magnetische Isolierschicht bereitgestellt sein, um zwischen ihnen ein- oder austretende Magnetflüsse zu verringern. Eine zusätzliche Neigung des Rotors kann eine weitere Verringerung der Drehmomentwelligkeit ermöglichen. Es wird angemerkt, daß anstelle lediglich der Magnetpole des Rotors, wie es oben beschrieben wurde, die Zähne des Stators oder sowohl des Rotors als auch des Stators verschoben sein können, da der Drehwinkel ein Relativwinkel zwischen dem Rotor und dem Stator ist.

Der Synchronmotor nach Fig. 17 besitzt eine Konstruktion, in der an den Grenzen zwischen den Magnetpolen die Permanentmagneten 34, 35 usw. bereitgestellt sind, so daß die Magnetflüsse der jeweiligen Magnetpole ihre Stellungen weniger leicht ändern können als jene in dem Synchronreluktanzmotor nach Fig. 2. Diese Anordnung ermöglicht die Ausbildung für eine breitere Verbindung für den Außenum-

fangsabschnitt des Rotors für eine verbesserte Rotorfestigkeit. Der resultierende Rotor erzielt die Festigkeit für seinen Antrieb bei einer schnellen Rotation.

Mit Bezug auf Fig. 19 wird ein weiteres Verfahren zum Verringern der Drehmomentwelligkeit mit einem Zyklus, der genauso groß wie oder kleiner als ein Schlitzabstand ist, durch Modifizieren einer Stator konstruktion beschrieben. Im folgenden wird Bezug auf einen Dreiphasen-Sechspol-Stator mit 36 Schlitzen genommen, wie er etwa in Fig. 19 gezeigt ist. Bei diesem Rotor sind die jeweiligen Magnetpole nicht, wie in Fig. 17 gezeigt ist, teilweise in Drehrichtung des Rotors verschoben, sondern äquidistant angeordnet. Die Schlitze 1 bis 12 sind völlig gleich zu den herkömmlichen Zähnen in den Fig. 7 und 15, in denen der Winkel von 120° zwischen den Schlitzen 1 und 12 einem als eine Motor-Funktionseinheit dienenden elektrischen Winkel von 360° entspricht. Die Schlitze 14 bis 24 in einem Statorabschnitt, der einem mechanischen Winkel von 120° zwischen den Mittellinien L2 und L3 entspricht, sind entgegen der Uhrzeigerrichtung um $6,66^\circ$ verschoben, was $2/3$ eines Schlitzabstands entspricht. Außerdem sind die Schlitze 13S und 13M um einen mechanischen Winkel von etwa 120° , d. h. um einen elektrischen Winkel von etwa 360° , voneinander beabstandet, so daß sie folglich in der Weise dienen, als ob sie nebeneinander angeordnet wären.

Wie oben beschrieben wurde, führt die Unterteilung des Schlitzes 13 in die Schlitze 13S und 13M zu einer Funktionsänderung des Motors ähnlich der mit Bezug auf Fig. 16 beschriebenen Funktionsänderung. Das heißt, wenn ein Strom in bezug auf einen bestimmten für die Breite des Winkels geeigneten Winkel zugeführt wird, bleibt die Stromdichte (ein Strombetrag/Winkel) für den Winkel gleich, woraus erkenntlich ist, daß der Betrieb des Motors (als Ganzes) vor und nach der Zufuhr des Stroms im wesentlichen gleichwertig ist. Die Schlitzanordnung zwischen den Mittellinien L2 und L3 kann als eine Mischung von Teilen der Schlitzanordnungen für einen Dreiphasen-Sechspol-Motor mit 72 Schlitzen und für einen Dreiphasen-Sechspol-Motor mit 108 Schlitzen verstanden werden.

Ferner sind die Schlitze 26 bis 36 in dem Abschnitt eines mechanischen Winkels von 120° zwischen den Mittellinien L3 und L1 entgegen der Uhrzeigerrichtung um $3,33^\circ$ verschoben, was $1/3$ eines Schlitzabstands entspricht. Der Schlitz 25 ist in einen Schlitz 25M, der $2/3$ des Schlitzes 25 entspricht, und in einen Schlitz 25S, der $1/3$ davon entspricht, unterteilt. Die Schlitze 25S und 25M sind um einen mechanischen Winkel von etwa 120° , d. h. um einen elektrischen Winkel von etwa 360° , voneinander getrennt angeordnet, so daß sie folglich in der Weise dienen, als ob sie nebeneinander angeordnet wären. Bei dem so konstruierten in Fig. 19 gezeigten Motor heben sich durch jeden Statorblock von 120° hervorgerufene Drehmomentwelligkeiten gegenseitig auf, wobei sich die Drehmomentwelligkeit in dem Motor als Ganzes aufhebt. Da die Anzahl der diskret bereitgestellten Schlitze praktisch auf $36 \times 3 = 108$ steigt, kann außerdem eine durch die diskrete Anordnung der Schlitze verursachte Drehmomentwelligkeit verringert werden.

Um genau zu sein, sollte jedem Schlitz ein Strom zugeführt werden, dessen Phase sich gemäß der Stellung jedes Schlitzes bestimmt. Das heißt, da die Schlitze zwischen den Mittellinien L1 und L2, die nicht in dem 120° -Abschnitt liegen, um $6,66^\circ$ bzw. $33,3^\circ$ verschoben sind, muß die Anzahl, in der die Wicklungen für die jeweiligen drei Phasen durch jeden dieser anderen Schlitze geleitet sind, anhand des mit Bezug auf Fig. 15 beschriebenen Prinzips bestimmt werden. Genauer müssen die Wicklungen für die jeweiligen drei Phasen in der Weise durch die jeweiligen Schlitze geleitet angeordnet sein, daß den folgenden Schlitzen ein Strom mit

den folgenden Phasen zugeführt wird, d. h. den Schlitzen 1 bis 12 ein wie in Fig. 15 gezeigter Strom; den Schlitzen 13S ein Strom, dessen Phase sich von der für den Schlitz 1 um $(3,33^\circ \times 3)$ unterscheidet; den Schlitzen 14 bis 24 ein Strom, dessen Phasen sich von denen für die Schlitze 1 bis 11 um $(-3,33^\circ \times 3)$ unterscheiden; dem Schlitz 13M ein Strom, dessen Phase sich von der für den Schlitz 1 um $(1,66^\circ \times 3)$ unterscheidet; dem Schlitz 25M ein Strom, dessen Phase sich von der für den Schlitz 1 um $(1,66^\circ \times 3)$ unterscheidet; den Schlitzen 26 bis 36 ein Strom, dessen Phasen sich von denen für die Schlitze 1 bis 11 um $(-6,66^\circ \times 3)$ unterscheiden; und dem Schlitz 25S ein Strom, dessen Phase sich von der für den Schlitz 12 um $(-3,33^\circ \times 3)$ unterscheidet. Wie mit Bezug auf Fig. 15 gezeigt ist, kann der Strom mit den jeweiligen Phasen durch die Addition der Einheitsvektoren der Dreiphasenströme erzeugt werden. Die Anzahl, in der die Wicklungen für die drei Phasen um die jeweiligen zu den Schlitzen benachbarten Zähne gewickelt werden, kann über eine Berechnung bestimmt werden. Wie oben beschrieben wurde, sind theoretisch eine Anzahl von Verfahren zur Bildung der jeweiligen Stromvektoren verfügbar. In Wirklichkeit kann eine Wicklung jedoch durch jeden Schlitz nur in einer beschränkten Anzahl wie etwa 20mal geleitet werden. Angesichts dessen kann eine Windungszahl gewählt werden, die eng bei einem Idealwert liegt und angesichts der Wicklungsoperation zweckmäßig ist.

Das obige kann auf die Richtung der Rotorwelle angewendet werden. Genauer ist ein typischer symmetrischer Stator, wie er etwa in Fig. 2 gezeigt ist, in Richtung der Rotorwelle in mehrere NSB-Blöcke unterteilt, wobei die jeweiligen Blöcke um einen Schlitzabstand/SNB in Drehrichtung verschoben sind. Hierauf wird den jeweiligen wie oben beschrieben durch die jeweiligen Schlitze geführten Wicklungen ein Strom mit einer anhand der jeweiligen Schlitzstellungen bestimmten Phase zugeführt. Im Ergebnis heben sich die Drehmomentwelligkeits-Komponenten wegen der diskreten Anordnung der Schlitze in den jeweiligen Blöcken des Motors als Ganzes auf, so daß die Drehmomentwelligkeit verringert werden kann.

Ein alternatives wirksames Verfahren würde darin bestehen, eine ausreichende Verringerung der Drehmomentwelligkeit durch Bereitstellen einer magnetisch isolierenden Schicht zwischen den jeweiligen Blöcken zu erzielen, so daß der Magnetfluß nicht zwischen den Blöcken in Richtung der Welle ein- oder austritt. Eine Neigung bewirkt ebenfalls eine Verringerung der Drehmomentwelligkeit. Es wird angemerkt, daß in den obigen Verfahren, da der Verschiebungswinkel ein Relativwinkel zwischen dem Rotor und dem Stator ist, anstelle des Verschiebens lediglich des Stators der Rotor oder sowohl der Rotor als auch Stator verschoben werden können. Ferner sollten die Wicklungen mit den jeweiligen Phasen in der Weise angeordnet werden, daß für die jeweiligen Schlitzstellungen in Drehrichtung geeignete Stromvektoren bereitgestellt werden können.

Nachfolgend wird mit Bezug auf die Fig. 20, 21 und 22 ein Verfahren zum Lösen eines Problems mit der Verbindung 15 beschrieben. Zur Steigerung der Festigkeit des Rotors ist eine dickere Verbindung 15 erwünscht. Im Verhältnis zu der Dicke der Verbindung 15 nimmt jedoch der Streumagnetfluß wegen der magnetischen Umlaufspannung durch den q-Achsen-Strom in Richtung der q-Achse zu, was zu einem beeinträchtigten Drehmoment, Leistungsfaktor und Wirkungsgrad führt. Insbesondere wird die Erscheinung der Drehmomentverringerng bei der Flußabschwächungssteuerung oder werden andere ungünstige Erscheinungen hervorgerufen. Das heißt, die Dicke der Verbindung 15 steht wegen der Rotorfestigkeit und des Streumagnetflusses in Richtung der q-Achse in einer Abwägungsbeziehung mit

der Beeinträchtigung der Motoreigenschaft.

Fig. 20 zeigt einen Teil eines Rotors der vorliegenden Erfindung in der Umgebung der Magnetpolgrenze mit einem Permanentmagneten 63 für einen magnetischen Nordpol, mit einem zu dem Nordpol benachbarten Permanentmagneten 64 für einen magnetischen Südpol, mit einem Rotoraußenumfangs-Abschnitt 65 zum Verstärken der Motorfestigkeit, mit einem Leerraum oder mit einem magnetisch isolierenden Teil 71, 72 zum Verringern des Magnetflusses in Richtung der q-Achse, mit einem Magnetflußweg 70 zum Durchleiten von Magnetfluß in Richtung der d-Achse, mit den Verbindungen 68, 69 zum Verstärken des Rotors in Richtung der q-Achse und mit dem dem Stator zugeführten Modell-q-Achsen-Strom 92, 93. Es wird angemerkt, daß der dem Stator zugeführte d-Achsen-Strom weggelassen ist. Die Permanentmagneten 66, 67 sind in der Weise angeordnet, daß ihre Polarität gegenüber der Richtung der magnetischen Umlaufspannung des q-Achsen-Stroms 92, 93 und gegenüber dem Magnetfluß zu den Verbindungen 68, 69 in der Zeichnung von oben nach unten entgegengesetzt ist, wobei die Verbindungen 68, 69 magnetisch gesättigt werden, um somit den durch den q-Achsen-Strom verursachten Streumagnetfluß in Richtung der q-Achse zu verringern. Die Permanentmagneten 66, 67 kompensieren in dem Leerraum 71 den Streumagnetfluß in Richtung der q-Achse, so daß er in die entgegengesetzte Richtung fließt, sowie den Streumagnetfluß in Richtung der q-Achse längs des Außenumfangs 65 des Rotors, so daß er in der entgegengesetzten Richtung fließt. Die Konstruktion nach Fig. 20 ist wirksam, wenn der q-Achsen-Strom in der in Richtung 20 gezeigten Richtung zugeführt wird, wobei sie somit bevorzugt in einem Motor verwendet wird, der lediglich ein Drehmoment in einer Richtung erfordert.

In der in Fig. 21 gezeigten Konstruktion sind die Permanentmagneten 73, 74 in der Weise angeordnet, daß sich ihre Magnetrichtungen um 90° voneinander unterscheiden. Diese Konstruktion kann den Streumagnetfluß in Richtung der q-Achse über die magnetische Sättigung bei den Verbindungen 68, 69 verringern.

In der in Fig. 22 gezeigten Konstruktion sind die Verbindungen 77, 78 parallel zueinander angeordnet, während die Permanentmagneten 76, 76 in der Weise angeordnet sind, daß ihre magnetischen Richtungen entgegengesetzt zueinander sind. Diese Konstruktion kann den Streumagnetfluß in Richtung der q-Achse verringern, wenn der q-Achsen-Strom entweder positiv oder negativ ist.

Fig. 23 zeigt ein Beispiel eines Rotors für einen Synchronmotor gemäß der vorliegenden Erfindung mit einem Leerraum oder mit einem magnetisch isolierenden Teil 79. Der Leerraum oder das magnetisch isolierende Teil 79 werden zur Verringerung der auf den Magnetpol 39 des weichmagnetischen Teils wirkenden magnetischen Umlaufspannung des q-Achsen-Stroms, d. h. der Motorrückwirkung, bereitgestellt. Eine aus einem unmagnetischen Stahl wie etwa aus rostfreiem Stahl hergestellte Rotorwelle 1 wäre wirksamer. Der Leerraum 79 besitzt im Vergleich zu dem entsprechenden Leerraum in Fig. 17 eine einfachere Form. Genauer sind an der Außen- sowie an der Bohrungs-Seite des Leerraums 79 einige magnetische Flußwege in Richtung der q-Achse ausgebildet, während einige Magnetflüsse in Richtung der q-Achse in diesen Teilen wegen der magnetischen Umlaufspannung des q-Achsen-Stroms hervorgerufen werden. Im Vergleich zu einem Fall ohne einen Leerraum 79 ist die Magnetflußverteilung in den Magnetpolen 39 wegen des q-Achsen-Stroms jedoch weniger anfällig gegenüber der magnetischen Umlaufspannung.

Fig. 24 zeigt eine weitere bevorzugte Ausführung eines Rotors eines Synchronmotors gemäß der vorliegenden Er-

findung. Der Rotor unterscheidet sich von dem nach Fig. 17 dahingehend, daß der Umfang der Magnetpole uneben mit konkaven und konvexen Bereichen ist. Zum Beispiel bilden die Magnetpolabschnitte 80, 81, 82 zusammen einen magnetischen Nordpol, dessen Außenform völlig gleich zu der eines benachbarten magnetischen Südpols ist. Die Magnetpolabschnitte 80, 82 werden insbesondere durch den Magneten 83 mit den radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpolen stark erregt, während der aus dem weichmagnetischen Teil hergestellte Magnetpolabschnitt 81 durch den d-Achsen-Strom erregt wird. Ein Permanentmagnet 84 ist für einen magnetischen Südpol da. Die für die Drehmomenterzeugung wirksame Breite des Magnetpols wird grob als eine Winkelbreite von $PW \times 2$ ausgedrückt, wobei die äußeren Formen und Breiten der jeweiligen Nord- und Südpole im wesentlichen die gleichen sind. Die Grenzabschnitte zwischen den jeweiligen Magnetpolen, d. h. die Gebiete DP1, DP2, DP3 haben unterschiedliche Breiten. Wenn z. B. angenommen wird, daß die wirksame Breite für jeden Magnetpol $PW \times 2 = 40^\circ$ beträgt, ist $DP2 = 60^\circ - 1,67^\circ + 5^\circ - 40^\circ = 23,33^\circ$ und $DP3 = 60^\circ + 1,67^\circ - 40^\circ = 21,67^\circ$. Jeder Grenzabschnitt zwischen Magnetpolen liegt in der Mitte zwischen den Zentren der benachbarten Magnetpolzentren.

Wie oben beschrieben wurde, werden die Magnetpole mit der jeweils gleichen Form um ein ganzzahliges Vielfaches von 1/6 eines Statorschlitzabstands in Drehrichtung des Rotors verschoben. Im Ergebnis heben sich in den jeweiligen Magnetpolen hervorgerufene Drehmomentwelligkeiten als Ganzes auf, wobei eine Verringerung der Drehmomentwelligkeit erreicht wird.

Die Fig. 25A und 25B sind Schnittdarstellungen, die einen Rotor eines Synchronmotors zeigen, der frei von dem Problem des in Fig. 5 gezeigten Hybrid-Dreiphasen-Sechspol-Synchronmotors ist. Der Stator ist der gleiche wie der in Fig. 5. Ein Unterschied zwischen dem Rotor dieser Zeichnung und dem in den entsprechenden Fig. 6A und 6B besteht darin, daß die aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpole 31 aus den Permanentmagneten 85, 87 mit den radial nach außen gerichtet angeordneten Südpolen und aus einem aus einem weichmagnetischen Material hergestellten Magnetpol 86 bestehen, während die aus einem weichmagnetischen Pol hergestellten Magnetpole 21 aus den Permanentmagneten 88, 90 mit den radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpolen und aus einem Magnetpol 89 des weichmagnetischen Teils im ersten bestehen. Eine Winkelbreite für die Permanentmagneten 85, 87, 88, 90 usw. beträgt in den Fig. 25A und 25B 20°, wobei sie auf diese jedoch nicht beschränkt ist. Bei der obigen Konstruktion kann eine Schwankung der magnetischen Flußverteilung in den Magnetpolen 31, 21 des weichmagnetischen Teils wegen der magnetischen Umlaufspannung des q-Achsen-Stroms signifikant verringert werden. Außerdem werden die Magnetpole 86, 89 des weichmagnetischen Teils durch eine Feldwicklung 29 in entgegengesetzter Polarität abgeschwächt oder erregt, womit eine Flußabschwächungssteuerung erreicht werden kann. Ferner können Drehmomentwelligkeits-Komponenten bei dem Synchronmotor der Fig. 25A und 25B unter Verwendung des obenbeschriebenen Verfahrens zur Verringerung der Drehmomentwelligkeit verringert werden. Es wird angemerkt, daß der Synchronmotor der Fig. 25A und 25B, obgleich er eine kompliziertere Konstruktion als der in Fig. 7 gezeigte hat und eine Feldwicklung 29 und einen Steuerabschnitt hierfür erfordert, leicht realisiert werden kann, da die Feldsteuerung unabhängig erfolgt. Insbesondere kann der Synchronmotor ein Kraftezeugungssystem lediglich über die Feldsteuerung ohne Bereitstellung einer Dreiphasen-Wechselstrom-Steuvorrichtung realisieren.

Es wird angemerkt, daß der Synchronmotor der vorliegenden Erfindung bei linearer Konstruktion einen Linear-
motor erzeugen kann.

Ein Synchronmotor der vorliegenden Erfindung kann die durch den q-Achsen-Strom verursachte Schwankung des Magnetflusses in Richtung der q-Achse verringern. Somit kann der Motor ein großes Ausgangsdrehmoment erzeugen und in bezug auf den Wirkungsgrad-Faktor und den Leistungsfaktor überlegene Eigenschaften erzielen. Dies ermöglicht einen Synchronmotor mit verringerter Größe und mit verringerten Kosten und dementsprechend eine Antriebsvorrichtung mit verringerter Größe und mit verringerten Kosten.

Da außerdem der Magnetfluß in Richtung der q-Achse sowie die q-Achsen-Induktivität klein sind, kann eine zweckmäßige Flußabschwächungssteuerung erreicht werden. Dies ermöglicht einen Synchronmotor, der sich mit einer hohen Geschwindigkeit wie etwa mit der Grunddrehzahl oder mit einer höheren Frequenz dreht.

Ferner kann die Anwendung des obigen Verfahrens zur Verringerung der Drehmomentwelligkeit Eigenschaften mit kleinen Drehmomentwelligkeiten erzielen. Dies ermöglicht eine sehr genaue Steuerung und einen Antrieb mit einem niedrigen Lärm und mit einer geringen Schwingung. Da der Außenumfangabschnitt des Rotors leicht verstärkt werden kann, kann der Rotor mit einem solchen verstärkten Außenumfangabschnitt außerdem mit einer höheren Rotationsgeschwindigkeit angetrieben werden. Da an dem Rotor leicht eine große Bohrung ausgebildet werden kann, wird der in Fig. 7 gezeigte Synchronmotor gemäß der vorliegenden Erfindung dann, wenn eine an einem Rotor ausgebildete Bohrung erforderlich ist, zur Verwendung bevorzugt.

Da die Feldsteuerung unabhängig ist, kann ein Hybridkonstruktions-Synchronmotor, der sowohl eine Feldwicklung als auch einen Permanentmagneten verwendet, eine Feldsteuerung über eine einfache Steuerung erreichen. Somit kann der Motor ein Leistungserzeugungssystem lediglich über eine Feldsteuerung ohne Bereitstellung einer Dreiphasen-Wechselstrom-Steuervorrichtung realisieren.

Patentansprüche

1. Synchronmotor, mit:
einem Permanentmagneten, der an einem oder an mehreren Enden in Drehrichtung eines magnetischen Nordpols eines Rotors mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol angeordnet ist;
einem Permanentmagneten, der an einem oder an mehreren Enden in Drehrichtung eines magnetischen Südpols des Rotors mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol angeordnet ist;
einem aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt, der in einem Mittelabschnitt in Drehrichtung des magnetischen Nordpols des Rotors angeordnet ist; und
einem aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt, der in einem Mittelabschnitt in Drehrichtung des Südpol-Magnetpols des Rotors angeordnet ist.
2. Synchronmotor nach Anspruch 1, ferner mit:
einem Stator mit mehreren Zähnen; und
mehreren Wicklungen, die um die jeweiligen mehreren Zähne gewickelt sind, wobei diesen Sinusschwingungsströme mit jeweiligen Phasen zugeführt werden, wobei
um einen oder um mehrere Zähne zwei oder mehr Windungen gelegt sind,
die den mehreren Wicklungen zugeführten Sinus-

schwingungsströme mit den jeweiligen Phasen einen Stromvektor hervorrufen,
eine Phase des Stromvektors an eine Stellung eines zugeordneten Schlitzes in Drehrichtung des Rotors angepaßt ist, und
die Anzahl der Windungen um den einen oder um die mehreren Zähne in der Weise entschieden wird, daß eine Amplitude eines Produkts aus der Anzahl der Windungen und aus dem den Windungen zugeführten Sinusschwingungsstrom in bezug auf sämtliche der mehreren Zähne gleich ist.

3. Synchronmotor nach Anspruch 1, ferner mit:
einem Stator mit mehreren Zähnen, um die Wicklungen in einer für jede Phase unterschiedlichen Anzahl gewickelt sind, und
wobei

ein Intervall zwischen benachbarten Zähnen des Stators im wesentlichen proportional zu einem Strommaximalwert bestimmt ist, der eine Größe eines durch die Sinusschwingungsströme mit den jeweiligen Phasen beim Zuführen zu den Wicklungen hervorgerufenen Stromvektors ist.

4. Synchronmotor nach Anspruch 1, ferner mit:
einem Stator mit mehreren Zähnen, wobei
der Rotor Magnetpole enthält, deren zwei jeweils benachbarte Enden um unterschiedliche Verschiebungswinkel in Drehrichtung verschoben sind.

5. Synchronmotor nach Anspruch 1, wobei
der Rotor für jeden elektrischen Winkel virtuell in Funktionsblöcke unterteilt ist, wobei der Synchronmotor ferner einen Stator mit mehreren Zähnen umfaßt, so daß die Wicklungen um deren Umfang gewickelt sind, wenigstens einer der mehreren Zähne in einem vorgegebenen Verhältnis unterteilt ist, und
die Teilstücke der Zähne an beiden Enden in Drehrichtung der Funktionsblöcke in einem Intervall eines Mehrfachen des elektrischen Winkels des Rotors angeordnet sind.

6. Synchronmotor nach Anspruch 1, ferner mit:
einem magnetisch isolierenden Abschnitt in Form eines Schlitzes oder dergleichen, der aus einer Leerraumschicht oder aus einem in einer Umgebung des aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitts vorgesehenen magnetisch isolierenden Teil hergestellt ist.

7. Synchronmotor nach Anspruch 1, ferner mit:
einem magnetisch isolierenden Abschnitt in Form eines Schlitzes oder dergleichen, der aus einer Leerraumschicht oder aus einem zwischen den aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitten vorgesehenen magnetisch isolierenden Teil hergestellt ist,
einer Verbindung, die in der Weise hergestellt ist, daß sie den magnetisch isolierenden Abschnitt durchquert, und

einem Permanentmagneten, der in einer Umgebung der Verbindung angeordnet ist, wobei der Permanentmagnet einen Magnetfluß an die Verbindung liefert.

8. Synchronmotor nach Anspruch 1, ferner mit
einer d-Achsen-Stromsteuereinrichtung zum Steuern eines d-Achsen-Stroms, d. h. eines Magnetisierungsstroms zum Erregen eines Felds, so daß wenigstens dann, wenn die maximale Drehmomentsteuerung bei den jeweiligen Rotationsgeschwindigkeiten VEL ausgeführt wird,

der d-Achsen-Strom in bezug auf die Rotationsgeschwindigkeit von null bis zur Grundrotationsgeschwindigkeit im wesentlichen konstant wird, und

der d-Achsen-Strom in bezug auf eine Rotationsgeschwindigkeit, die ebenso groß wie oder höher als die Grundrotationsgeschwindigkeit ist, im wesentlichen zu (Kf1/VEL-KPF) wird, wobei KP1 eine für den Synchronmotor eindeutige Konstante ist, die sich auf eine Anzahl von Windungen für den Stator und auf einen Magnetfeldfluß bezieht, während KPF eine Konstante ist, die eindeutig für den Synchronmotor und für die Permanentmagneten PMN und PMS ist, wodurch die Geschwindigkeit des Synchronmotors gesteuert wird.

9. Synchronmotor mit einem Statorpaar, einem Rotorpaar und einer Feldwicklung, wobei ein Rotor umfaßt: einen Permanentmagneten mit einem für jeden elektrischen Winkel von 360° in Drehrichtung eines Magnetpols des Rotors vorgesehenen radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol, einen Permanentmagneten mit einem an einem Ende in Drehrichtung eines magnetischen Südpols bereitgestellten radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol, und

einen in einem Mittelabschnitt in Drehrichtung des magnetischen Südpols bereitgestellten, aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt, und

der zweite Rotor umfaßt:

einen Permanentmagneten mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Südpol, der an einem Ende in Drehrichtung eines gegenüber dem Permanentmagneten mit einem radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol des einen Rotors um einen elektrischen Winkel von 180° verschobenen Magnetpols vorgesehen ist, einen Permanentmagneten mit einem an einem Ende in Drehrichtung eines magnetischen Nordpols vorgesehenen radial nach außen gerichtet angeordneten Nordpol, und

einen aus einem weichmagnetischen Teil hergestellten Magnetpolabschnitt, der in einem Mittelabschnitt in Drehrichtung des magnetischen Nordpols vorgesehen ist.

Hierzu 23 Seite(n) Zeichnungen

45

50

55

60

65

- Leerseite -

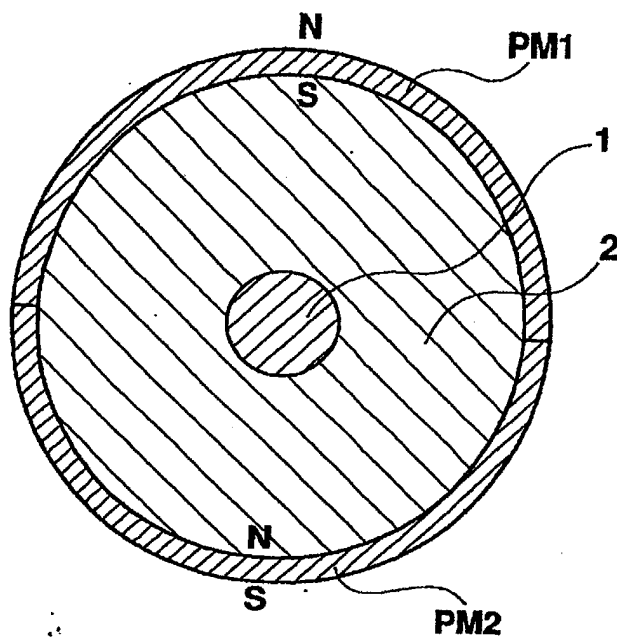


Fig. 1

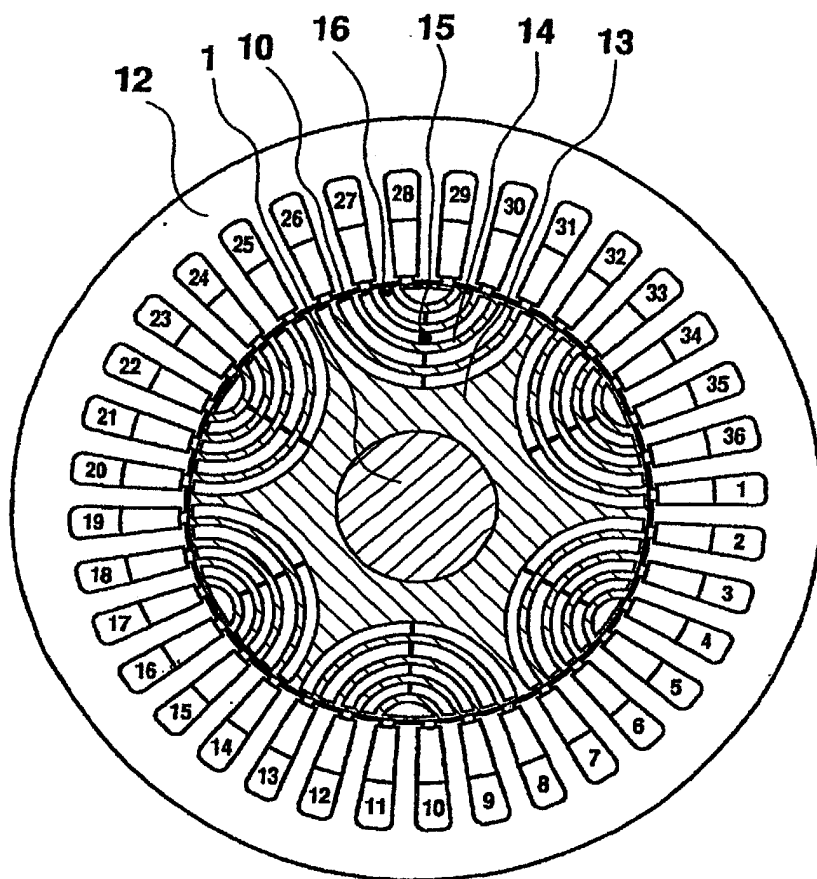


Fig. 2

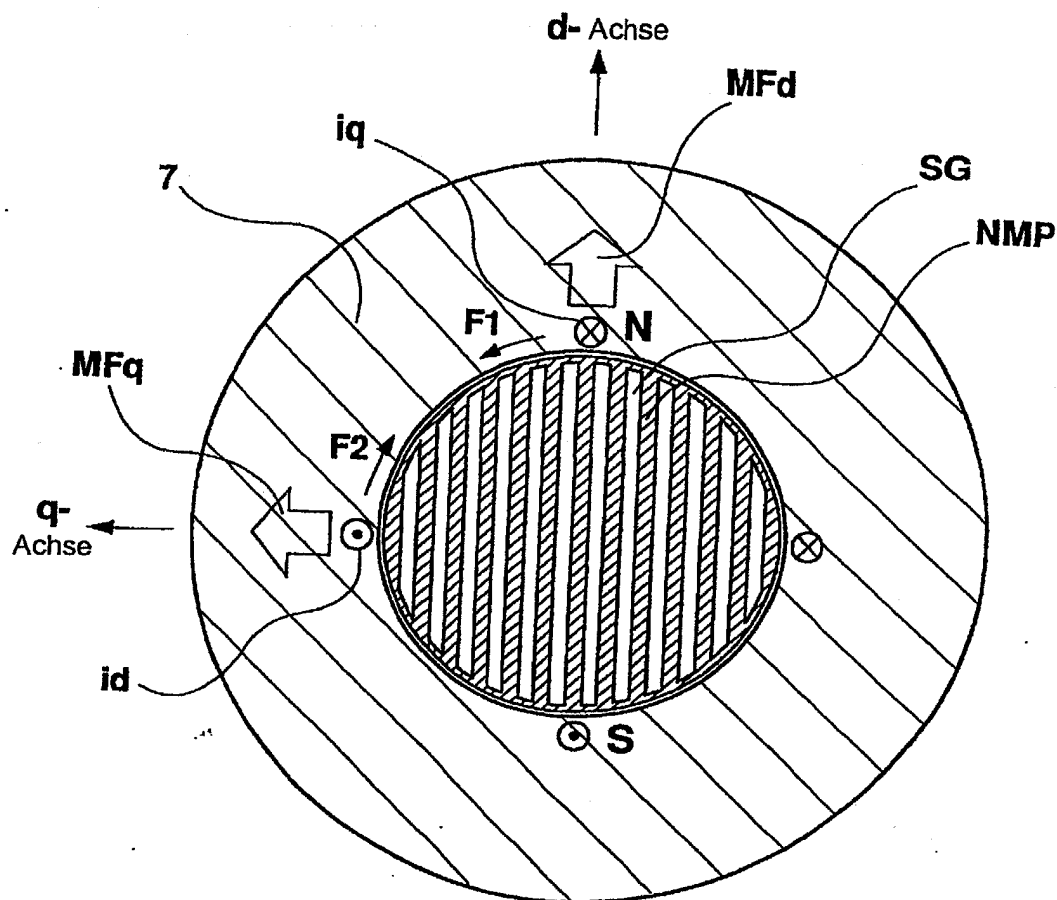


Fig. 3

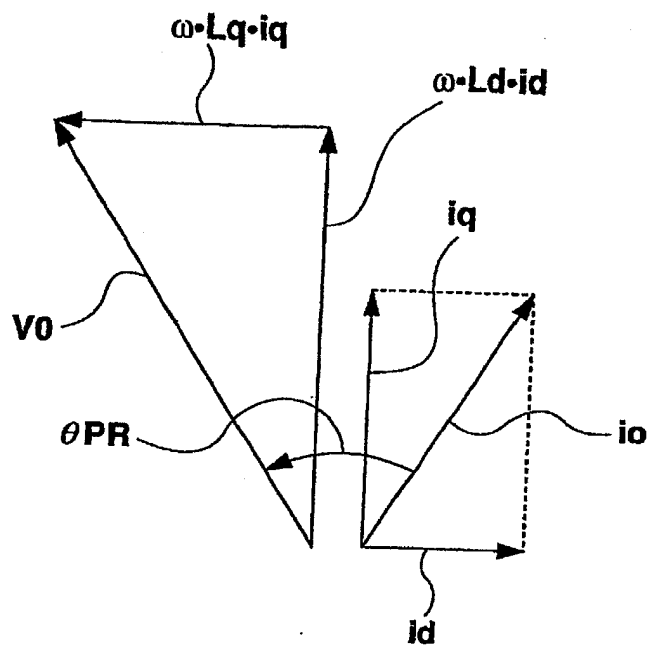


Fig. 4

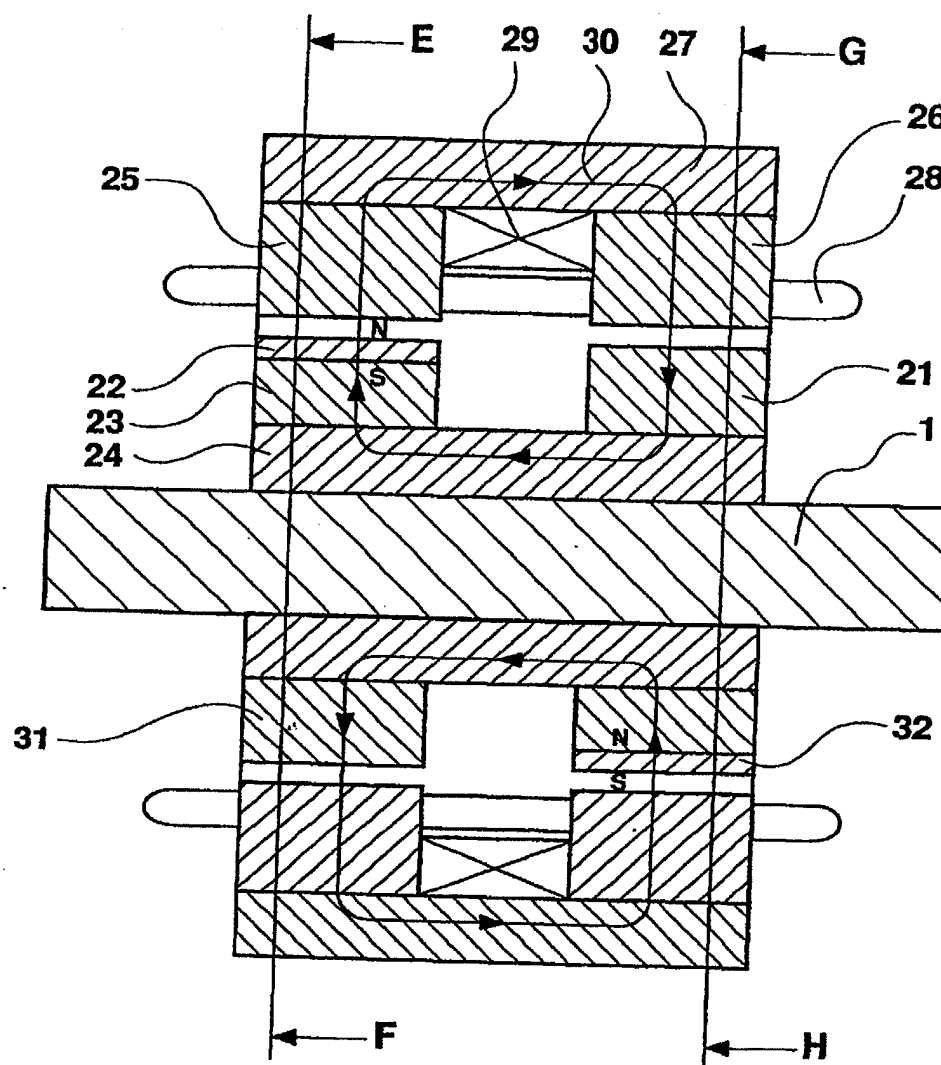
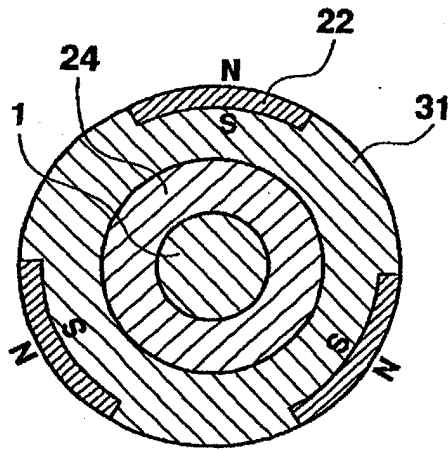
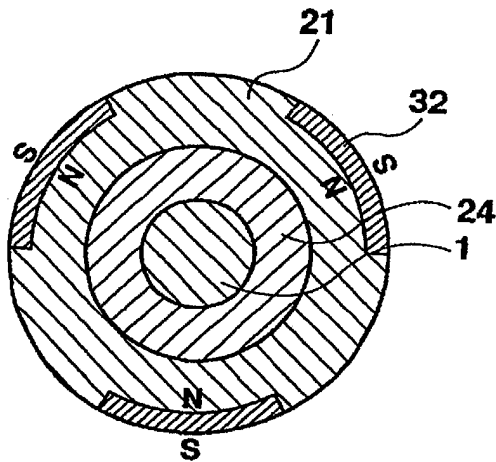


Fig. 5



Querschnitt EF

Fig. 6A



Querschnitt GH

Fig. 6B

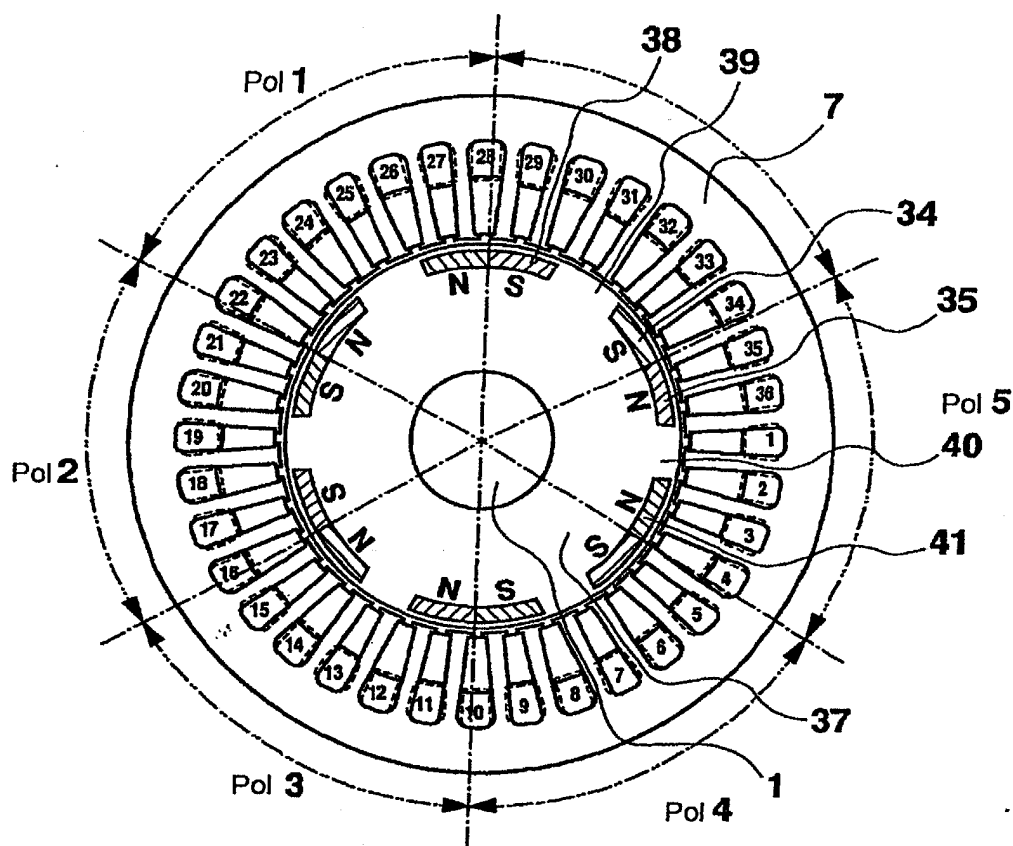


Fig. 7

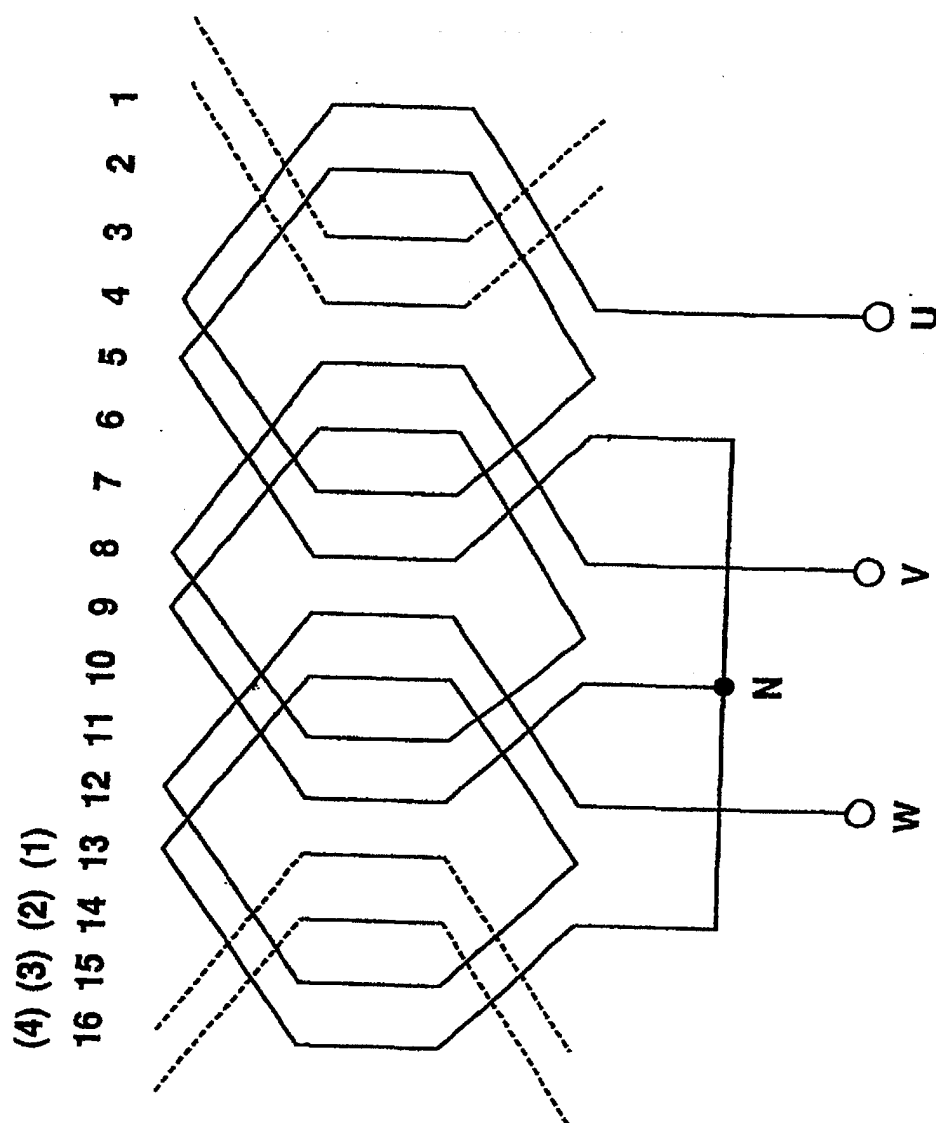


Fig. 8

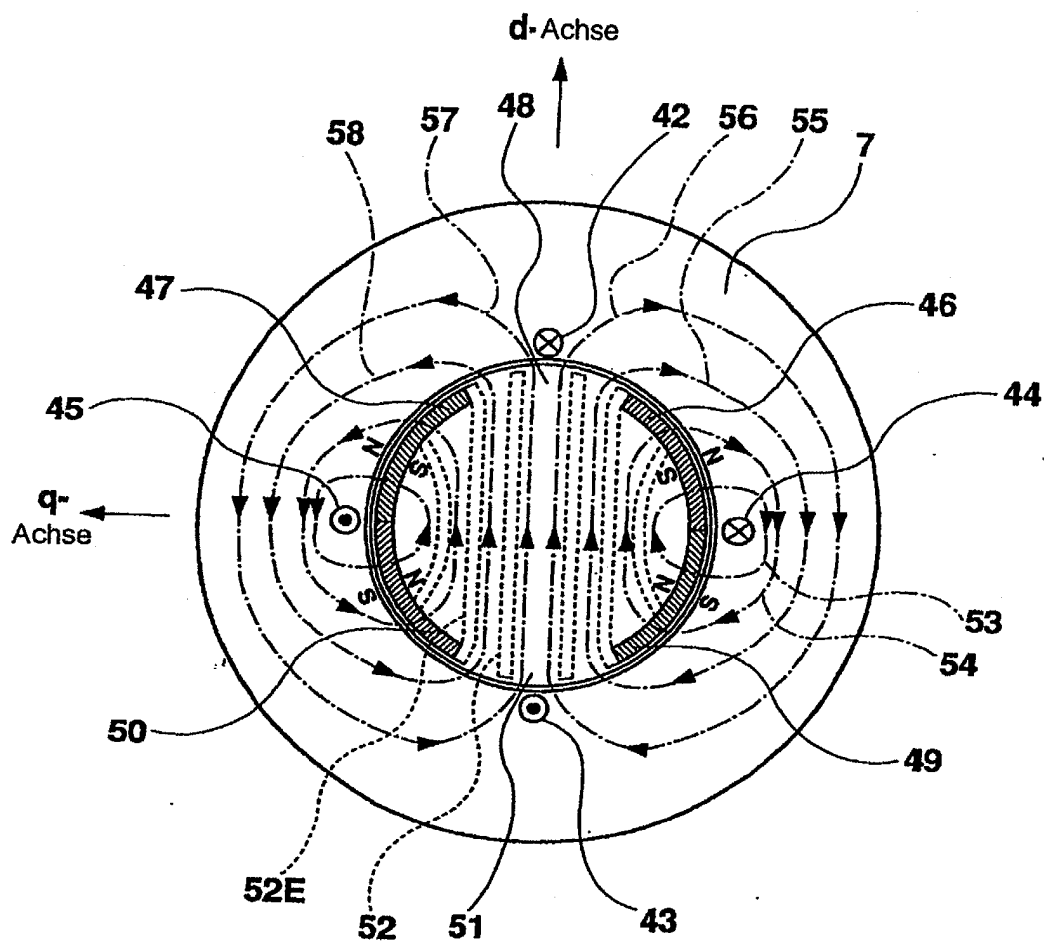


Fig. 9

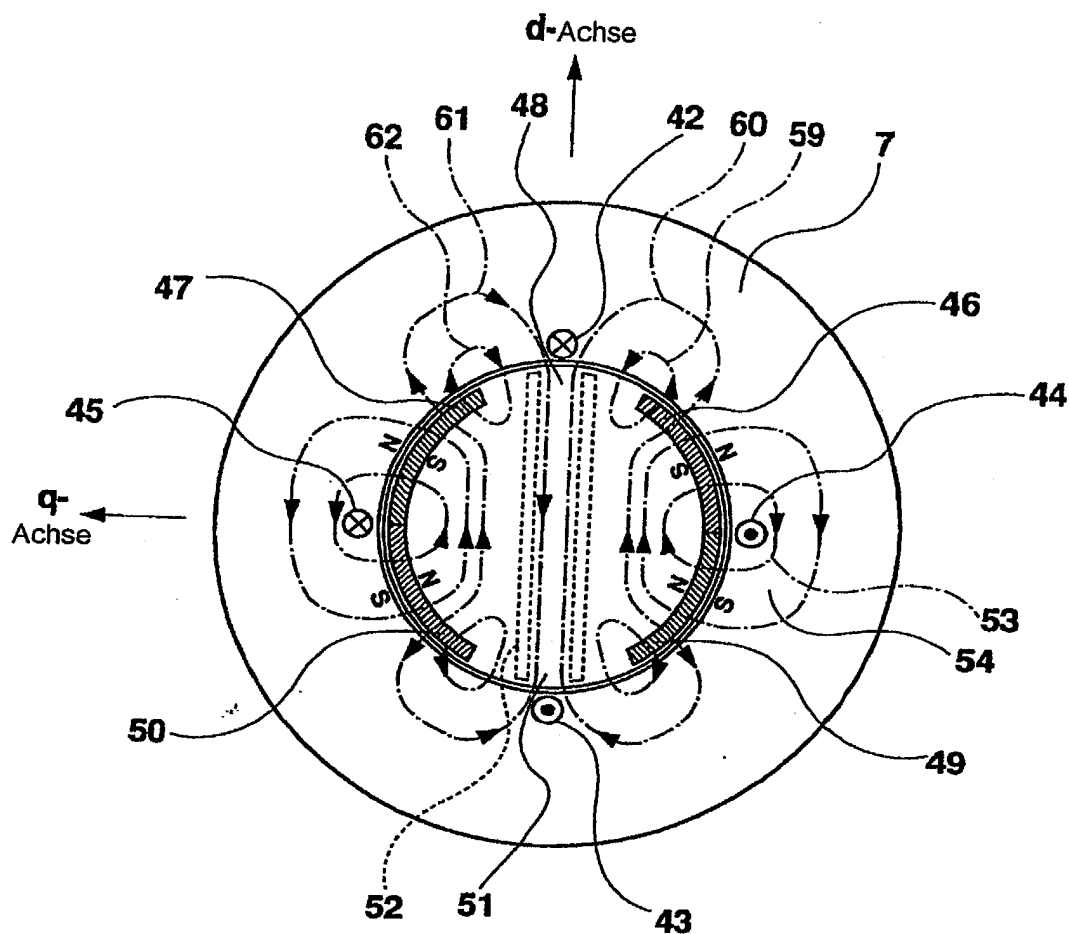


Fig. 10

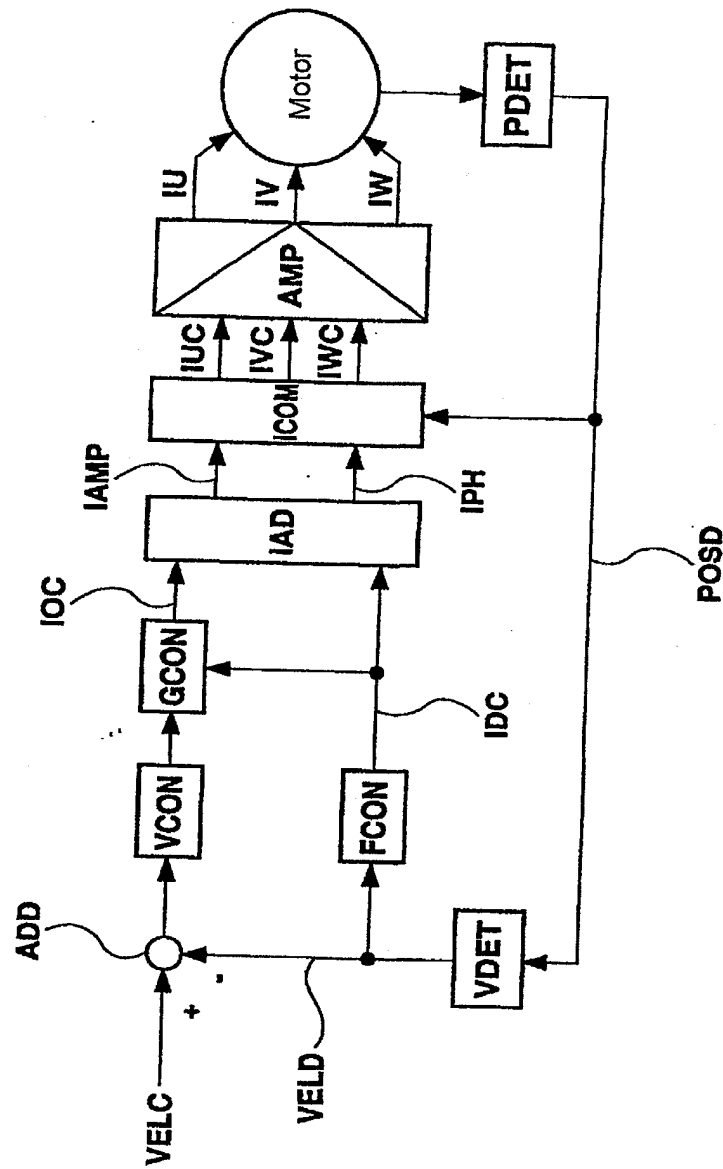


Fig. 11

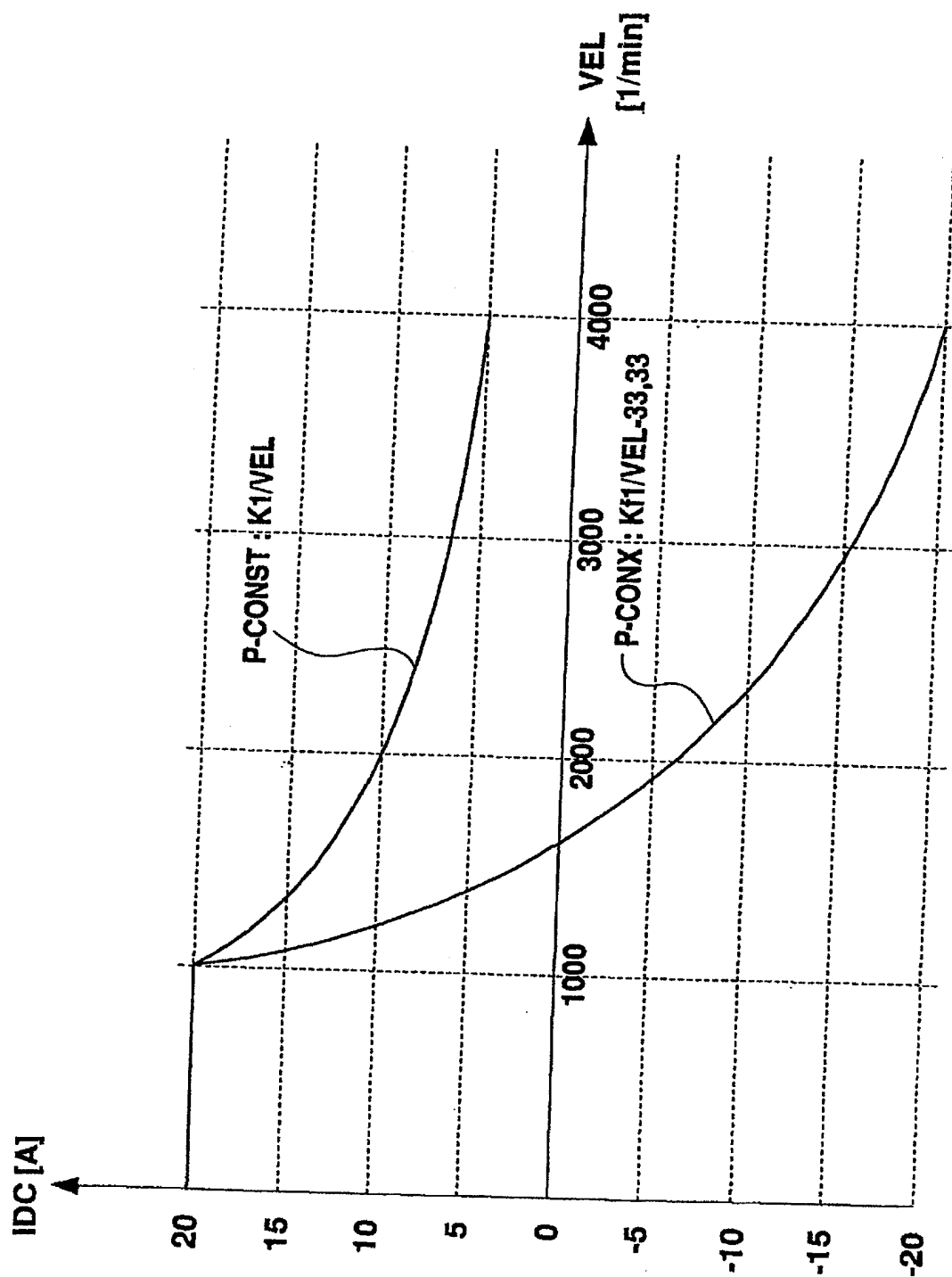


Fig. 12

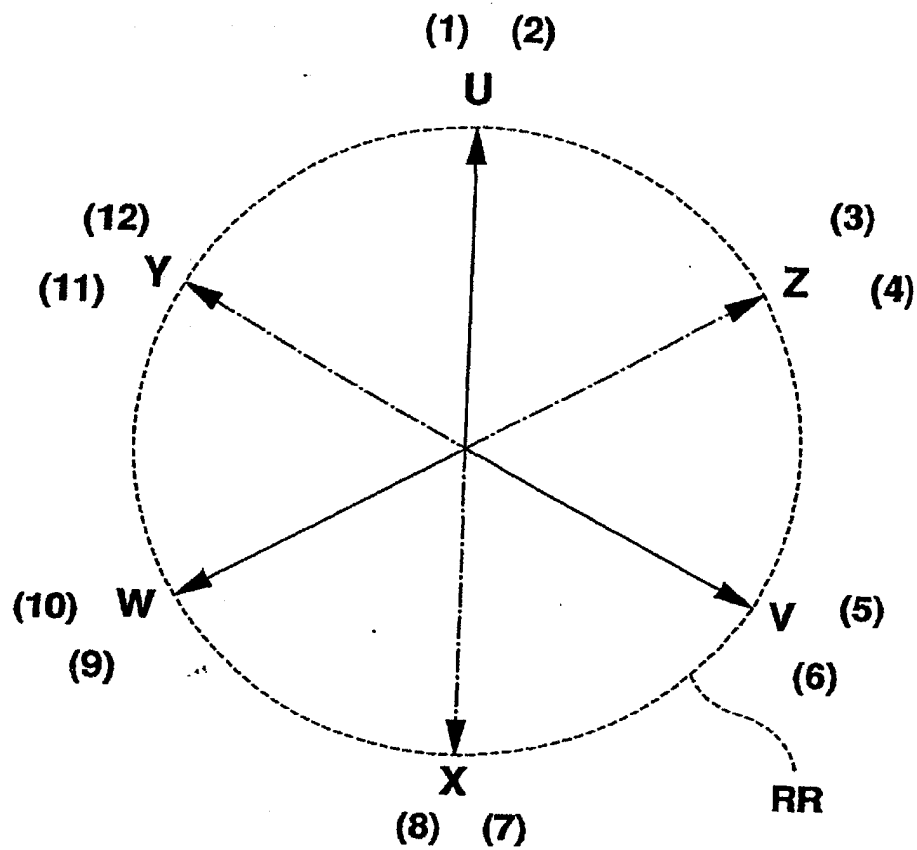


Fig. 13

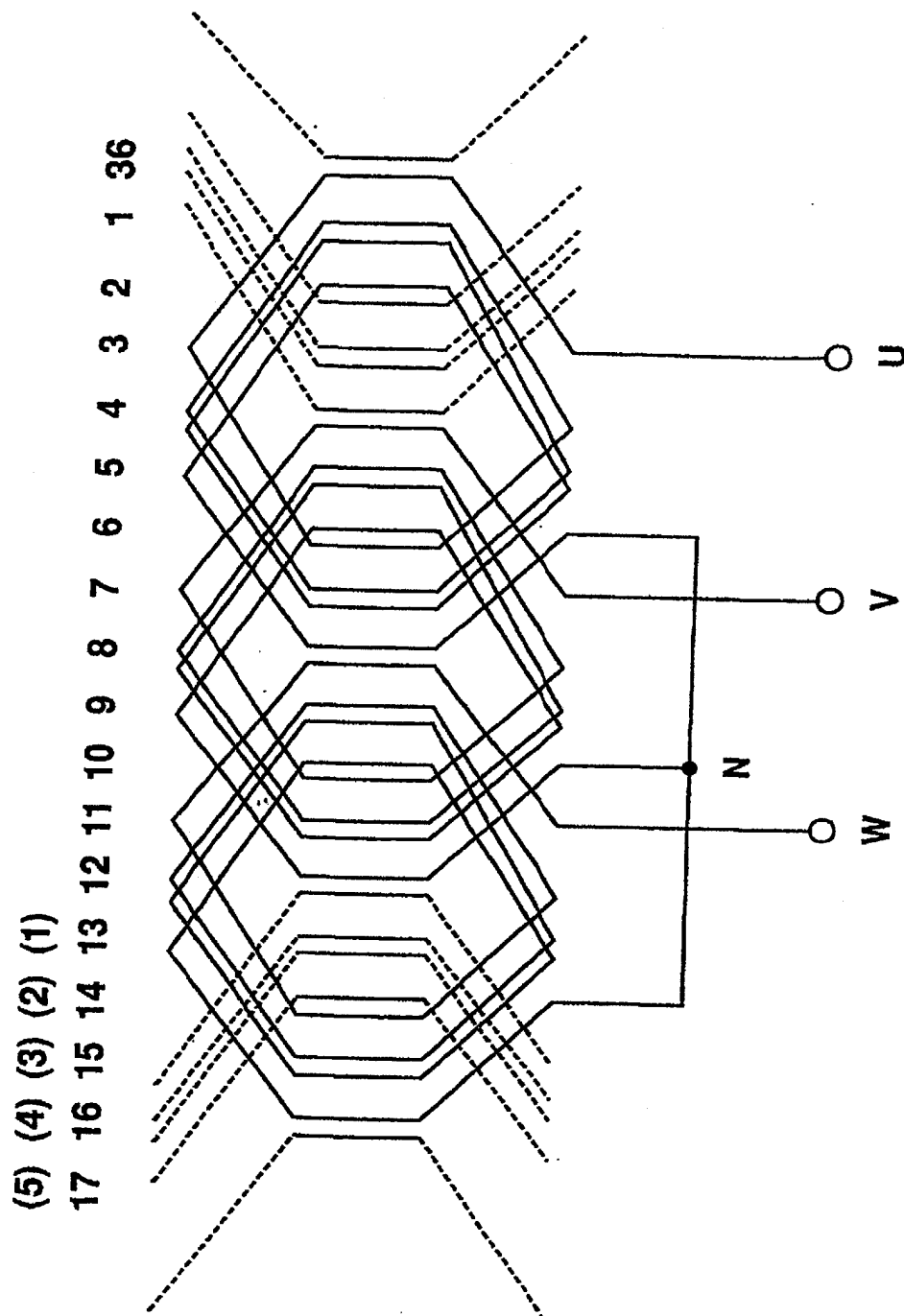


Fig. 14

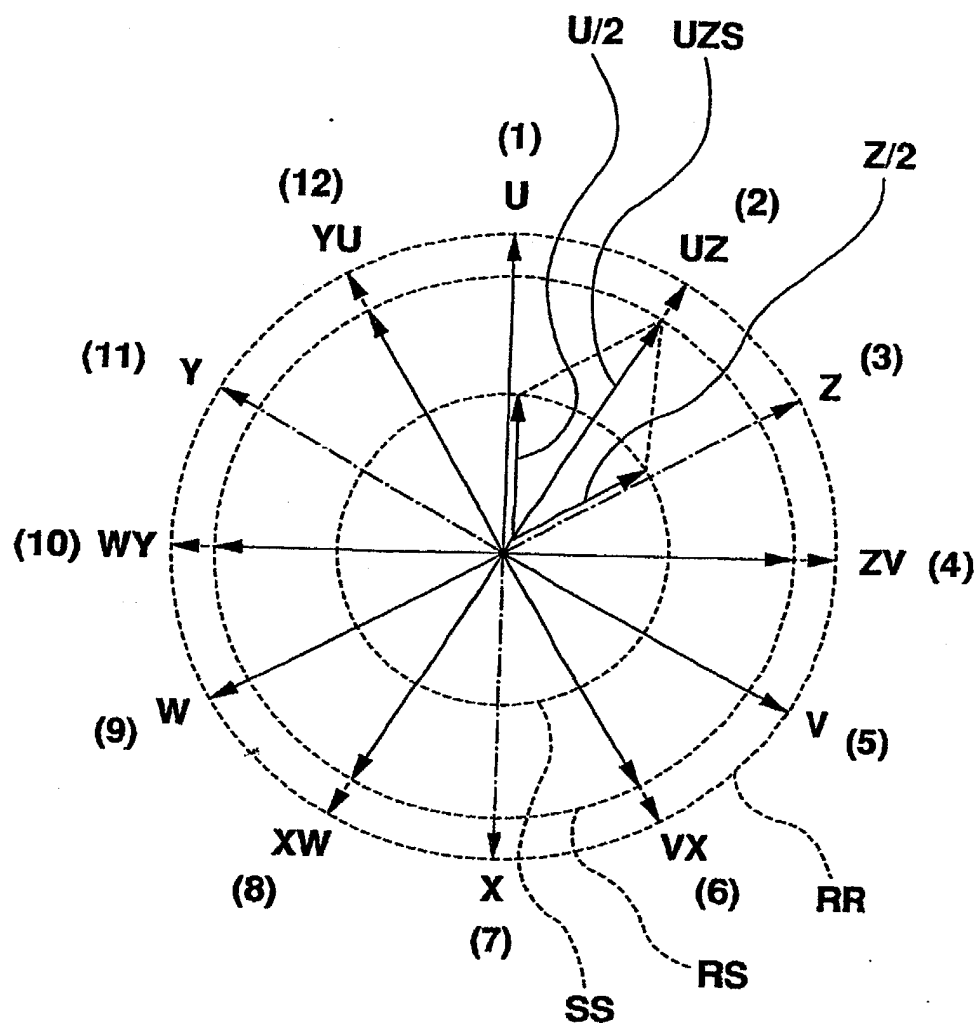


Fig. 15

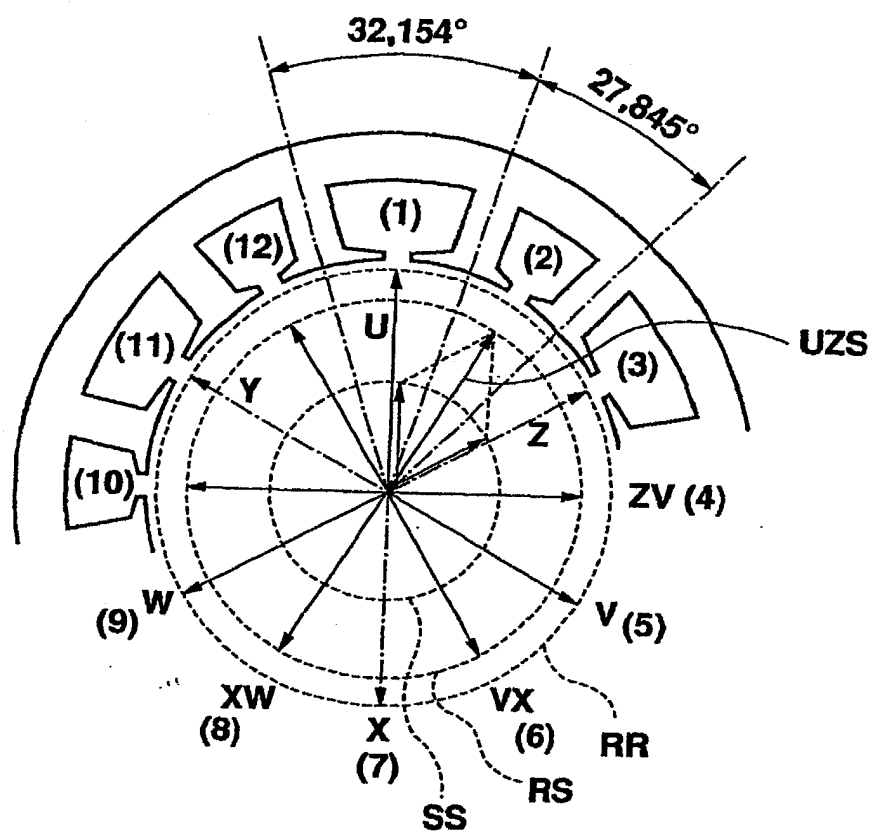


Fig. 16

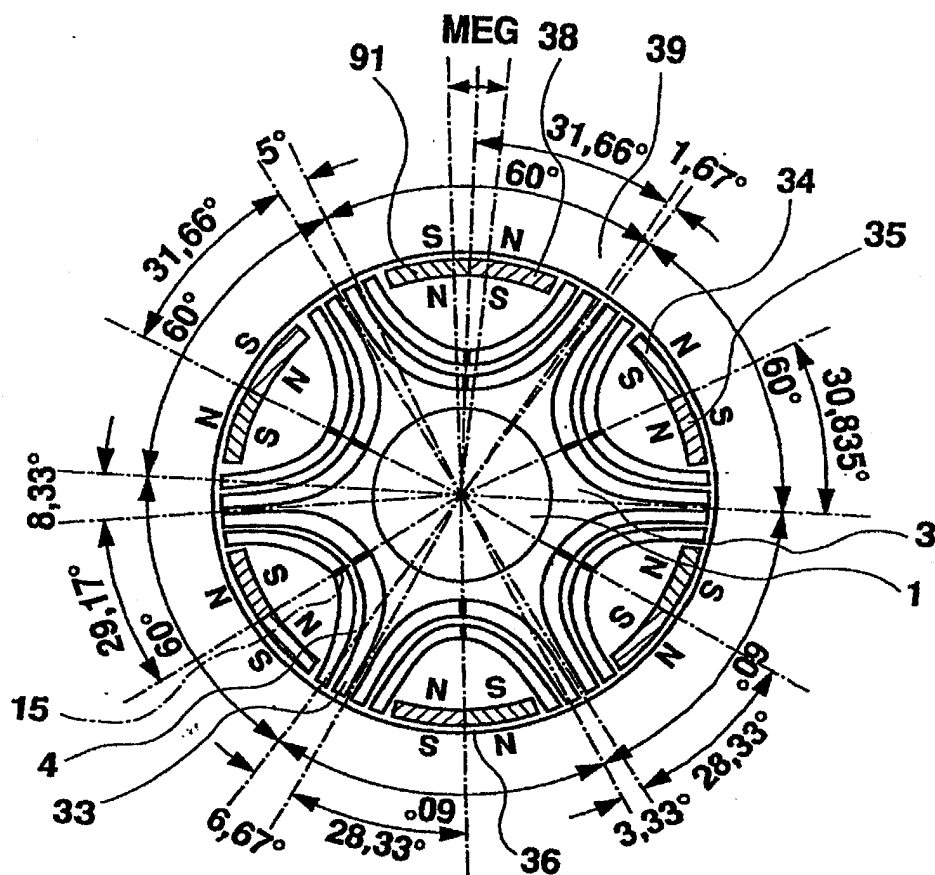


Fig. 17

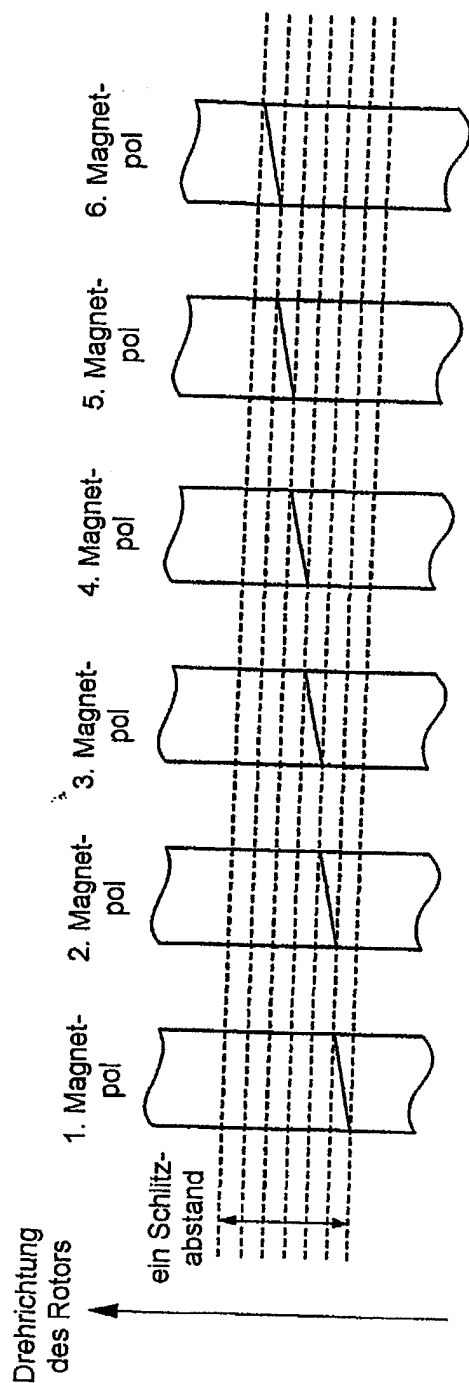


Fig. 18

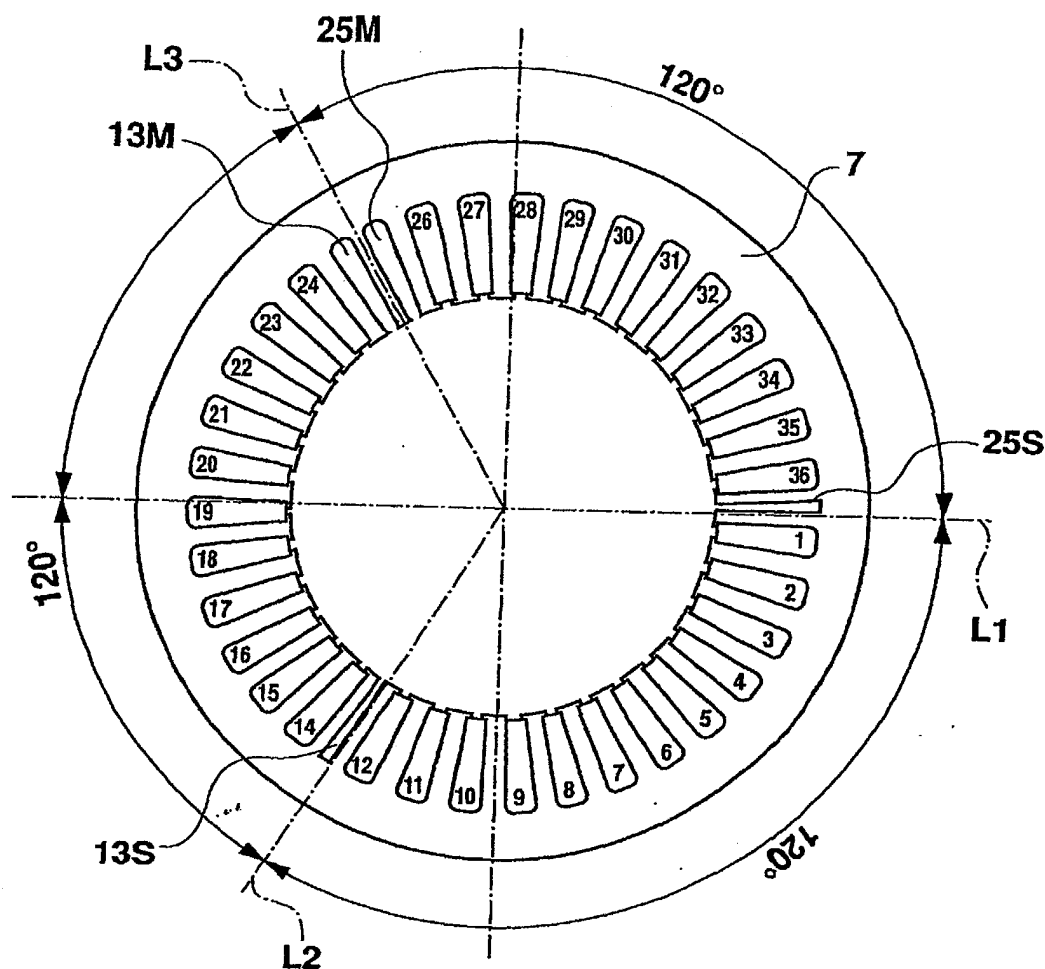


Fig. 19

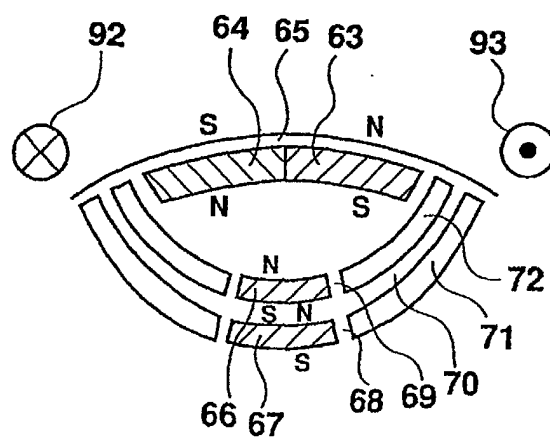


Fig. 20

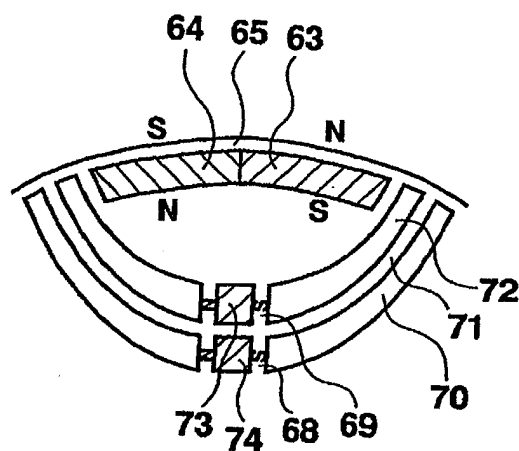


Fig. 21

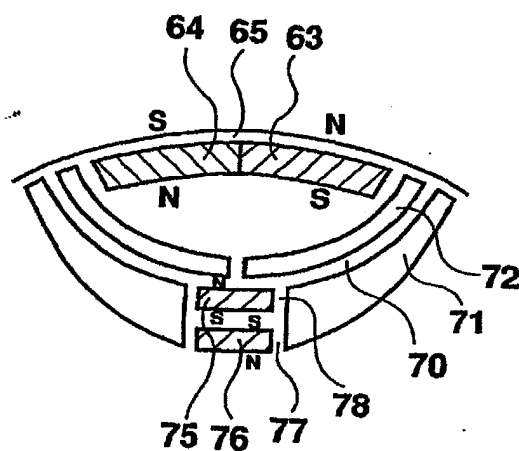


Fig. 22

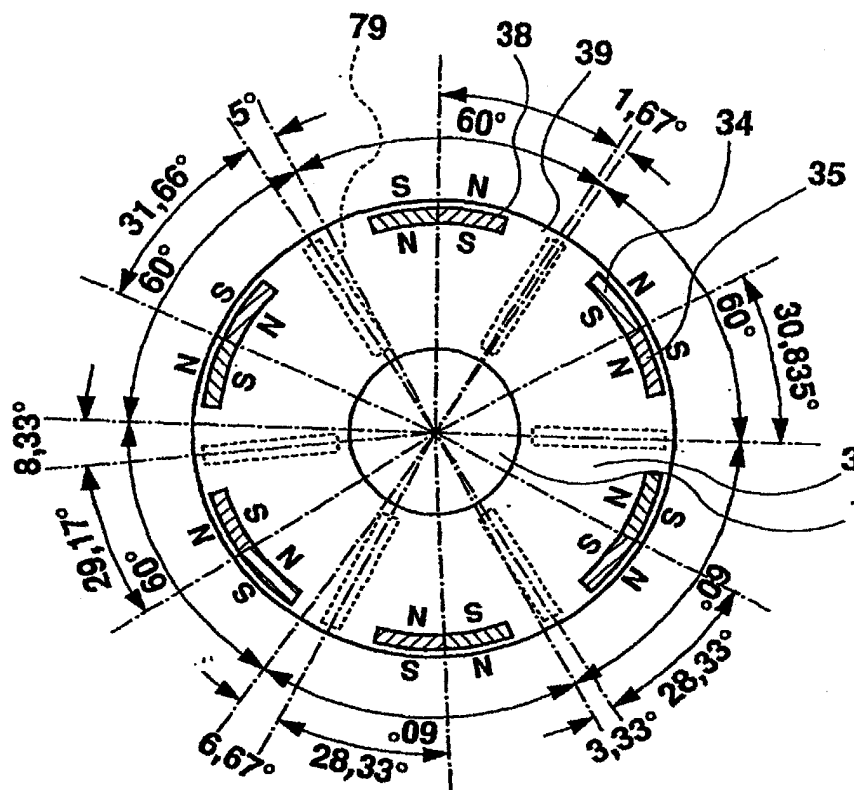


Fig. 23

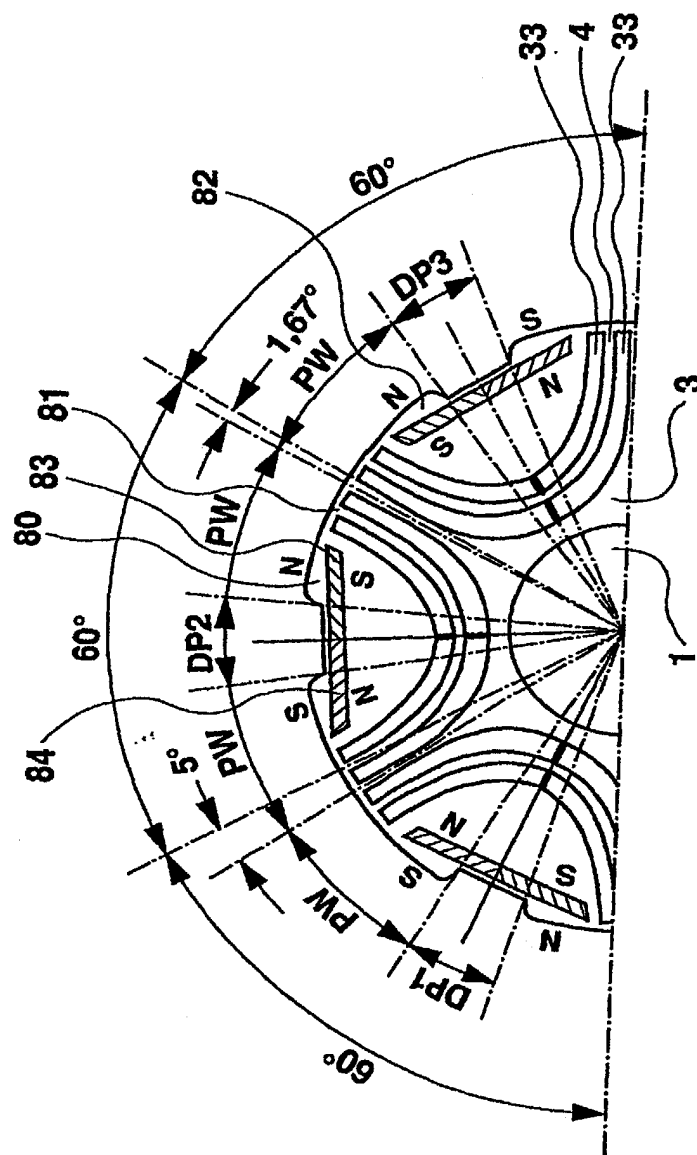
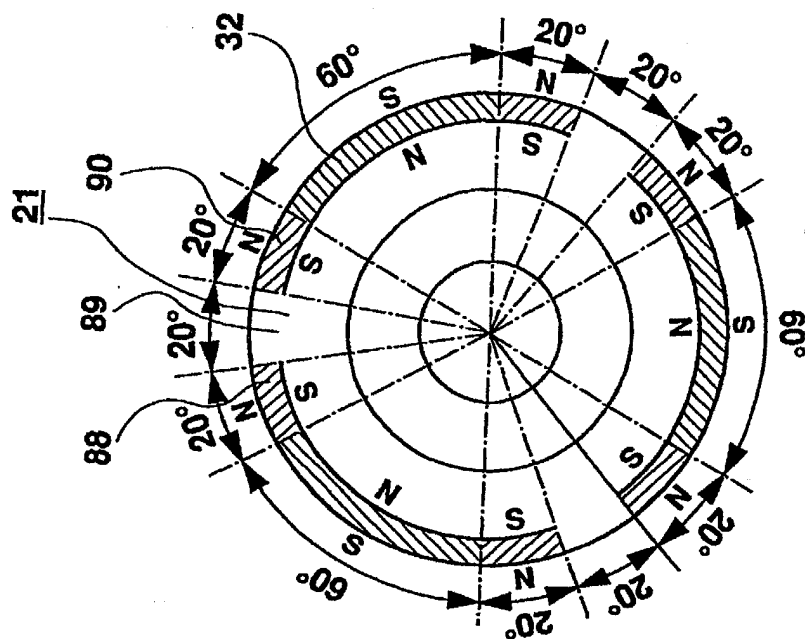
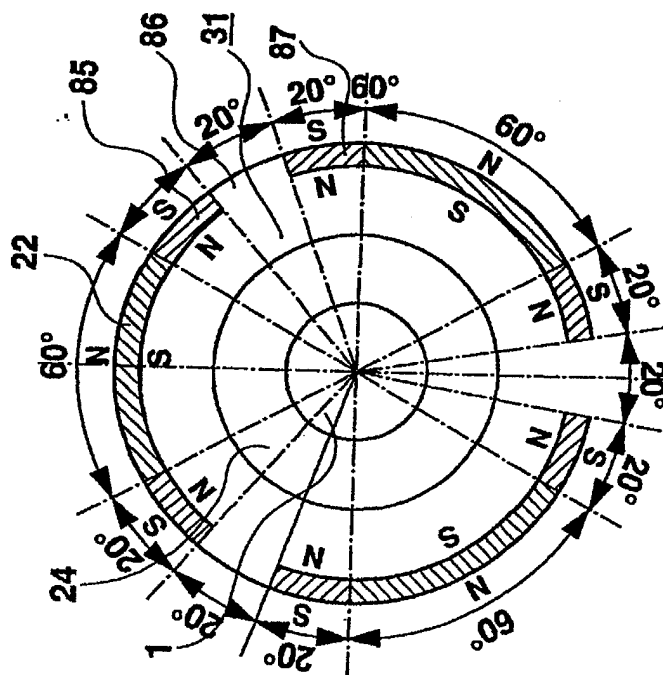


Fig. 24



Querschnitt GH
Fig. 25B



Querschnitt EF
Fig. 25A